Dostál

OPERATIONS-VERSTÄRKER

Dostál · **OPERATIONSVERSTÄRKER**

Ing. Jiří Dostál, CSc.

OPERATIONS-VERSTÄRKER

2., durchgesehene Auflage



VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Übersetzt und bearbeitet von
Dipl.-Ing. G. Höhnel
und
Dipl.-Ing. H. Langenhagen

Originalausgabe:
Jiří Dostál, Operační zesilovače
SNTL, Praha, 1981

Dostál, Jiří
Operationsverstärker / Jiří Dostál. [Übers. u.
bearb. von G. Höhnel u. H. Langenhagen]. – 2.,
durchges. Aufl. – Berlin : Verl. Technik, 1989. –
375 S. : 236 Bilder, 17 Taf.
EST: Operační zesilovače ⟨dt.⟩
NE: Höhnel, G. [Bearb.]; Dostál, Jiří: EST
ISBN 3-341-00686-9

ISBN 3-341-00686-9

2., durchgesehene Auflage
Deutschsprachige Ausgabe: © VEB Verlag Technik, Berlin, 1989
Originalausgabe: © Jiří Dostál, CSc., 1981
Lizenz 201.370/110/89
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Offizin Andersen Nexö, Graphischer Großbetrieb, Leipzig III/18/38
Lektor: Ing. Oswald Orlik
Schutzumschlag: Kurt Beckert
LSV 3535 · VT 3/5742-2
Bestellnummer: 554 078 0
03800

Vorwort

Dieses Buch beschäftigt sich mit dem Operationsverstärker – dem vielseitigsten Verstärker, der jemals geschaffen wurde. So vielversprechend das klingt, so ergeben sich dennoch einige praktische und nicht vermeidbare Schwierigkeiten bei der Anwendung des Operationsverstärkers in der Industrie und im Laboratorium. Die Problemhinweise werden in diesem Buch in einer angemessenen Art und Weise gegeben: Mathematik wird dort verwendet, wo sie für das Verständnis angebracht ist, Kommentare und praktische Empfehlungen ergänzen die mathematischen Betrachtungen, so daß das Buch einem großen Kreis von Lesern nützlich sein dürfte.

Die behandelten Themen sind nach praktischen Gesichtspunkten ausgewählt. Das Buch ist in zwei Teile mit insgesamt vierzehn Abschnitten untergliedert. Die ersten fünf behandeln den Operationsverstärker selbst – seine Terminologie, seine Eigenschaften, die Meßverfahren und seine Ausführungsformen. Im zweiten, dem Hauptteil werden die realen Operationsschaltungen mit den idealen verglichen. Jeder Abschnitt konzentriert sich – während alles andere idealisiert wird – auf jeweils ein Merkmal der realen Operationsschaltung: auf statische und dynamische Fehler im Frequenz- und im Zeitbereich, auf Eingangs- und Ausgangsimpedanzen, auf Offsets, Rauschen und Stabilität. Der letzte Abschnitt gibt einen Überblick über einige nützliche Laborpraktiken.

Etwa dreihundert Bilder, Diagramme und Oszillogramme ergänzen den Text. Jeder Abschnitt schließt mit einer kurzen Zusammenfassung. Acht Tafeln, die praktische Formeln für die gebräuchlichsten Operationsschaltungen enthalten, gestatten, das Buch für Vergleiche zu benutzen.

Dieses Buch entstand während meiner Arbeit im Forschungsinstitut für Mathematische Maschinen in Prag. Es ist von der Arbeit in diesem Institut geprägt. Viele Anregungen, die ich von meinen tschechischen und ausländischen Freunden aus der Industrie und aus Forschungslabors erhielt, wurden verarbeitet. Dr. Miroslav Pacak vom Institut für Physikalische Chemie der Tschechoslowakischen Akademie der Wissenschaften las das Manuskript und gab wertvolle Hinweise, die wesentlich zur Gestaltung des Buches beitrugen. Dr. Karel Kieslich und Dr. Anton Kuchar vom Institut für Nachrichtentechnik und Elektronik der Tschechoslowakischen Akademie der Wissenschaften sahen den Text aufmerksam durch.

Jiří Dostál

Inhaltsverzeichnis

1. Grundbegriffe

1.1. Operationsverstärker

Der Operationsverstärker ist ein vielseitig einsetzbares, verstärkendes Bauelement, das ursprünglich zur Durchführung linearer mathematischer Operationen in Analogrechnern vorgesehen war.

Die zwanzigjährige Entwicklung der Schaltung des Operationsverstärkers widerspiegelt deutlich die Entwicklung elektronischer Bausteine von der Röhre zur integrierten Schaltung. Mit der ständigen Verbesserung seiner Eigenschaften gewann die Anwendung in Forschung und Industrie in jüngster Zeit an Gewicht. Dank seiner hohen Leistungsfähigkeit, seiner Vielseitigkeit und des niedrigen Preises beherrscht der Operationsverstärker heute das Gebiet analoger elektronischer Systeme.

Heute verstehen wir den Operationsverstärker allgemein als einen direktgekoppelten Verstärker mit hoher Verstärkung und geringem Eigenrauschen, der in geschlossenen Rückkopplungsschleifen stabil arbeiten kann. Auf die exakte Bedeutung dieser Charakteristika wird in den Abschnitten 2. und 13. eingegangen. An dieser Stelle soll bemerkt werden, daß der Begriff direktgekoppelt keine obere Begrenzung des Frequenzganges des Verstärkers einschließt, sondern im Gegenteil eine Ausdehnung des Arbeitsbereiches bis zur Frequenz Null oder zu unendlich langen Perioden bedeutet.

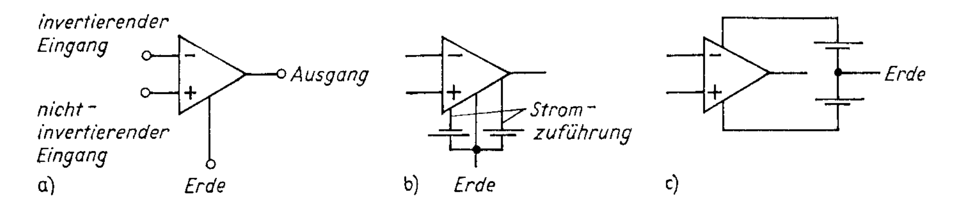


Bild 1.1. Symbol eines Operationsverstärkers
a) mit bezeichneten Signalanschlüssen; b) und c) Ausführungsformen des Erd- oder Masseanschlusses

Die Richtung des Signalflusses vom Eingang zum Ausgang eines Operationsverstärkers ist durch die Dreieckform seines Symbols gegeben (Bild 1.1 a). Drei der vier dargestellten Anschlüsse sind die Standardanschlüsse eines realen Operationsverstärkers. Diese sind der *invertierende Eingang*, der *nichtinvertierende Eingang* und der *Ausgang*. Der vierte Anschluß – die *Masse* oder *Erde* – kann tatsächlich (Bild 1.1 b) oder virtuell (Null der Versorgungsspannung im Bild 1.1 c) vorhanden sein. In beiden Fällen stellt dieser Anschluß symbolisch eine Gruppe von mindestens zwei Anschlüssen dar, die für die Energieversorgung bestimmt sind.

Außer den erwähnten Anschlüssen ist der reale Operationsverstärker, wenn nötig, mit weiteren Anschlüssen für die Frequenzgangkompensation, Nullpunktkorrektur oder Steuerung des Betriebsstromes versehen.

Der Masseanschluß liefert einen Bezugspunkt für die drei anderen Anschlüsse. Die

Richtung der *Eingangsspannungen* u^-, u^+, der *Ausgangsspannung* u_0, der *Eingangsströme* i^-, i^+ sowie des *Ausgangsstromes* i_0 ist entsprechend Bild 1.2a vereinbart. Wenn keine Verwechslungsgefahr besteht, wird die Masse am Operationsverstärkersymbol gewöhnlich weggelassen, und die Spannungen an den Anschlüssen werden mit einfachen Buchstaben bezeichnet (Bild 1.2b).

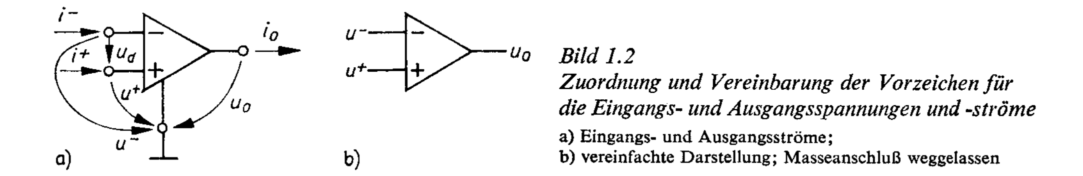


Bild 1.2
Zuordnung und Vereinbarung der Vorzeichen für die Eingangs- und Ausgangsspannungen und -ströme
a) Eingangs- und Ausgangsströme;
b) vereinfachte Darstellung; Masseanschluß weggelassen

Die absoluten Werte der Spannungen u^-, u^+ und u_0 werden durch die *Betriebsspannungen* U_B^+ und U_B^- begrenzt. In der Regel haben diese Nennwerte von $+15$ V bzw. -15 V. Die entsprechenden Amplituden der Eingangsspannungen und der Ausgangsspannung bewegen sich dann meistens in einem Bereich von ± 10 V. Der Ausgangsstrom paßt sich der Last an, die aktiv und passiv sein kann. Es sind Arbeitspunkte (u_0, i_0) in allen vier Quadranten erlaubt.

Eine typische Übertragungseigenschaft des Operationsverstärkers ist seine hohe Empfindlichkeit gegenüber der Differenz der Eingangsspannungen und seine Unempfindlichkeit gegenüber deren Absolutwerten. Diese Eigenschaft führt zu den Begriffen *Gleichtakteingangsspannung* u_{cm} für die überlagerte Gleichtaktkomponente der Eingangsspannung, die vom Verstärker unterdrückt wird, und *Differenzeingangsspannung* u_d, auf die der Verstärker anspricht. Während die Definition der Differenzeingangsspannung klar ist (Bild 1.2a)

$$u_d = u^- - u^+, \tag{1.1}$$

ist die Definition der Gleichtakteingangsspannung willkürlich

$$u_{cm} = u^+ + ku_d,$$

da diese von dem für k gewählten Wert abhängig ist. Zwei in der Praxis benutzte Werte sind $k = 1/2$ und $k = 0$. Der erste ergibt Symmetrie

$$u_{cm} = \frac{u^- + u^+}{2},$$

führt aber zu formalen Schwierigkeiten bei der Definition der Operationsverstärkerparameter. Daher wird der zweite Wert bevorzugt, für den die Gleichtakteingangsspannung u_{cm} mit der Eingangsspannung u^+ am nichtinvertierenden Eingang identisch wird:

$$u_{cm} = u^+. \tag{1.2}$$

Die zweite Möglichkeit wird auch durch die Betrachtung der Funktion der geschlossenen Rückkopplungsschleife gerechtfertigt, wonach in den meisten Fällen der nichtinvertierende Eingang als erzwungener Referenzpunkt dient, mit dem der invertierende Eingang verglichen wird. Der praktische Unterschied zwischen den beiden Definitionen ist unbedeutend, weil die Differenzeingangsspannung, verglichen mit dem Gleichtakteingangsspannungsbereich, geringfügig ist.

1.2. Operationsschaltung

Der Operationsverstärker ist selbst nur ein Teil des kompletten Systems, allerdings meist der wichtigste. Der zweite, funktionell bestimmende Teil ist das externe Rückkopplungsnetzwerk. Bild 1.3 zeigt eine allgemeine Konfiguration mit einem Operationsverstärker, einer Signalquelle und einer Last. *Das Rückkopplungsnetzwerk*, dargestellt durch das schraffierte Feld, das aus passiven und aktiven elektronischen und elektromecha-

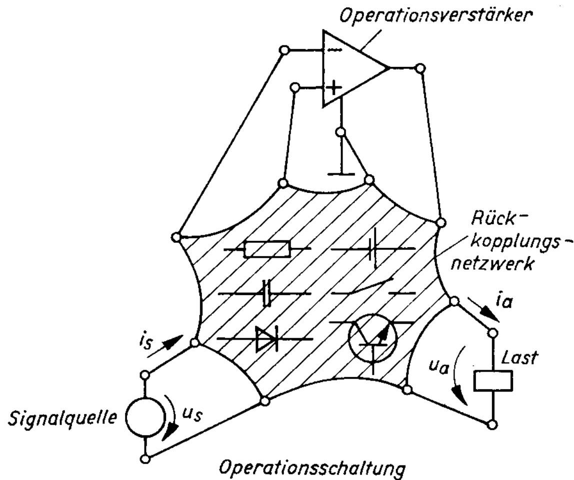


Bild 1.3
Operationsschaltung mit einem Operationsverstärker, einer Signalquelle und einer Last

nischen Komponenten besteht, ist mit Knoten versehen, die die Verbindung mit den Signalanschlüssen des Operationsverstärkers, der steuernden *Signalquelle* und der *Last* herstellen. Die gesamte Konfiguration, die aus dem Operationsverstärker, dem Rückkopplungsnetzwerk, der Last und der Signalquelle besteht, bildet die *Operationsverstärkerschaltung*, im folgenden kurz *Operationsschaltung* genannt. Die *Eingangsgröße* der Operationsschaltung ist die Spannung u_s oder der Strom i_s der Signalquelle, die *Ausgangsgröße* der Strom i_a oder die Spannung u_a am Lastanschluß. Es soll erwähnt werden, daß der Operationsverstärkerausgang nicht mit dem Ausgang der Operationsschaltung identisch und die Operationsverstärkermasse nicht direkt mit einem der Anschlüsse der Signalquelle oder der Last verbunden sein muß, wenn das auch in der Regel der Fall ist.

Mit Ausnahme von Operationsschaltungen, die als Oszillator oder Multivibrator arbeiten, ist die Ausgangsgröße (u_a, i_a) in bestimmter Weise von der Eingangsgröße (u_s, i_s) abhängig. Diese Beziehung, analytisch formuliert, ist die *Operationsgleichung* der Schaltung.

Die wertvollste Eigenschaft von Schaltungen, die Operationsverstärker enthalten, ist die große Unempfindlichkeit der Operationsgleichung gegenüber Streuungen der Parameter des Operationsverstärkers selbst und gegenüber Änderungen der Last sowie der Signalquelle (d. h. Änderungen des Last- bzw. des Innenwiderstandes). Der erste Fakt führt zur Definition eines idealen Operationsverstärkers (Abschnitt 1.3.), der zweite zu einer vereinfachten Auffassung der Operationsschaltung als einer bloßen Verknüpfung des Operationsverstärkers mit dem Rückkopplungsnetzwerk. Die Unempfindlichkeit der Operationsgleichung gegenüber den Eigenschaften eines inkonstanten aktiven Bauelements – des Verstärkers – macht das Verhalten der Operationsschaltung mathematisch berechenbar. Die Operationsgleichung wird somit im wesentlichen zu einer Charakteristik des Rückkopplungsnetzwerkes allein.

Die Konfiguration der Operationsschaltung, die im Bild 1.3 gezeigt ist, kann durch Hinzufügen weiterer Signalquellen, Operationsverstärker oder Lasten erweitert werden. Die Realisierung des Rückkopplungsnetzwerkes braucht nicht auf elektrische Größen wie Spannung oder Strom begrenzt zu bleiben. Die Signalschleife kann ebenso über die magnetische Induktion, die Lorentzkraft, mechanischen Druck, Zug und piezoelektrische Ladung, Wärme, Temperatur und Thermospannung, Licht und photoelektrischen Strom usw. geschlossen werden. Die prinzipiell begrenzende Bedingung ist, daß die Rückkopplungsstabilität der resultierenden geschlossenen Schleife gesichert sein muß.

1.3. Idealer Operationsverstärker und ideale Operationsschaltung

Das scheinbar absurde Ziel im Streben eines jeden Entwicklers von Operationsverstärkern besteht darin, einen Verstärker zu schaffen, der bei der Anwendung in dem Sinne funktionell unsichtbar wird, daß er die Operationsgleichung nicht beeinflußt. Dessen Abstraktion ist der *ideale Operationsverstärker*. Diese nützliche Konzeption erlaubt eine rasche vorläufige Analyse des gewünschten Verhaltens der Operationsschaltung oder die Entwicklung einer Operationsschaltung auf der Basis einer gegebenen mathematischen oder entsprechenden funktionellen Beschreibung. Die Resultate sind sofort und exakt für eine spezielle Aufgabe anwendbar. Reale Operationsverstärker nähern sich in bestimmtem Umfang ihrem Ideal. Jedoch gibt es bei jedem Stand der Technologie einen Kompromiß zwischen Qualität und höherem Preis bei größerer Komplexität des Operationsverstärkers.

- Der *ideale Operationsverstärker* ist ein Operationsverstärker mit verschwindender Differenzeingangsspannung und verschwindenden Eingangsströmen für beliebige Aussteuerung am Ausgang und für beliebige Gleichtaktaussteuerung am Eingang:

$$u_d, i^-, i^+ = 0 \quad \text{für beliebige } u_0, i_0 \text{ und } u_{cm}. \tag{1.3}$$

- Die *ideale Operationsschaltung* ist eine Schaltung, in der der reale Operationsverstärker durch einen idealen Operationsverstärker ersetzt ist.
- Die *ideale Operationsgleichung* ist die Operationsgleichung einer idealen Operationsschaltung.

Der Wert dieser Konzeptionen wird in Abschnitt 6. demonstriert. Wie aus Gleichung (1.3) zu ersehen ist, hängt die endgültige Qualität des Operationsverstärkers von der Nullabweichung seines Einganges ab.

In der Terminologie des 2. Abschnittes gesprochen, hat ein idealer Operationsverstärker bei allen Frequenzen eine unendlich große Verstärkung, eine unendlich hohe Gleichtaktunterdrückung, unendlich große Gleichtakteingangswiderstände und verschwindende Eingangsfehlerquellen, wie gleichfalls aus Gleichung (1.3) abgeleitet werden kann. Wegen der unendlich großen Verstärkung sind die Größe des Differenzeingangswiderstandes und die Größe des Ausgangswiderstandes uninteressant. Weil die realen Werte der Widerstände eines realen Operationsverstärkers (mit endlicher Verstärkung) jedoch die dynamischen Fehler der Operationsschaltung verschlechtern, verbindet man normalerweise die Idee des idealen Operationsverstärkers mit einer unendlich großen Differenzeingangsimpedanz und einer verschwindenden Ausgangsimpedanz. Das Datenblatt des idealen Operationsverstärkers enthält daher nur verschwindende und unendlich große Werte.

Die mathematische Analyse bestimmter Eigenschaften einer Operationsschaltung (z. B. Rauschen, Eingangsimpedanz) kann in geeigneter Weise vereinfacht werden, wenn zu Beginn Unwichtiges vernachlässigt wird, d. h. wenn unwesentliche Parameter des Operationsverstärkers vernachlässigt werden. In diesem Sinne ist der *idealisierte Operationsverstärker* ein Verstärker, bei dem *einige* Parameter idealisierte Werte besitzen (Null oder Unendlich).

1.4. Zusammenfassung

1. Ein Operationsverstärker hat vier Signalanschlüsse, obwohl oft nur zwei Eingänge und der Ausgang dargestellt sind. Der vierte Signalanschluß ist die Erde oder Masse.
2. Die Gleichtakteingangsspannung u_{cm} ist mit der Spannung am nichtinvertierenden Eingang u^+ identisch.
3. Ein idealer Operationsverstärker hat unter allen Bedingungen eine verschwindende Differenzeingangsspannung und verschwindende Eingangsströme.

2. Parameter des Operationsverstärkers

Der ideale Operationsverstärker ist eine unerreichbare Abstraktion. Um die Qualität eines realen Operationsverstärkers einschätzen zu können, wird eine Reihe von Funktionsparametern benutzt, die an seinen Anschlüssen meßbar sind.

Der Operationsverstärker ist wie jedes andere elektronische Bauelement vom Grunde her nichtlinear. Da die Methoden der nichtlinearen Analysis begrenzt und ziemlich ausgeschöpft sind, ist die Frage nach einer akzeptablen Linearisierung angebracht. Diese Frage wird durch die Tatsache berechtigt, daß die Verstärkerparameter nicht als entscheidende Größen, sondern eher als Fehlerquellen in der Operationsgleichung auftreten, so daß deren eventuelle lineare Approximation nur zu zweitrangigen Ungenauigkeiten führt, zu Fehlern im Fehler.

Die Frage nach der Linearisierung ist günstig zu beantworten. Alle Funktionscharakteristika eines Operationsverstärkers lassen eine Linearisierung ohne übermäßige Verfälschung der Realität zu. Die korrespondierenden quasilinearen Parameter bilden die Grundlage des linearen Modells. Die anderen übrigbleibenden Parameter sind wesentliche Nichtlinearitäten, die das lineare Verhalten bei Aussteuerung begrenzen.

2.1. Lineare Parameter und lineares Modell

Das komplette *lineare Modell* des Operationsverstärkers ist im Bild 2.1 dargestellt. In bezug auf die beabsichtigte Fehleranalyse werden zwei Typen von linearen Parametern – additive und multiplikative – unterschieden.

Die *additiven Parameter* umfassen die äquivalenten Fehlerquellen der zufälligen Schwankungen E_r, I_r^- und I_r^+, die additive Fehler der Operationsschaltung unabhängig von der Signalaussteuerung verursachen. Die *multiplikativen Parameter*, repräsentiert durch die

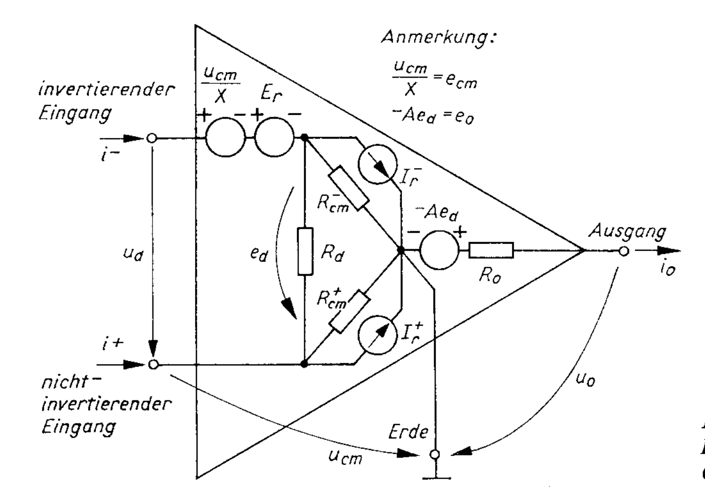


Bild 2.1
Lineares Modell eines Operationsverstärkers

vier Widerstände R_d, R_{cm}^-, R_{cm}^+ und R_0 sowie die Übertragungskonstanten $-A$ und $1/X$ der gesteuerten Generatoren, widerspiegeln die passiven Eigenschaften und die Übertragungseigenschaften des Operationsverstärkers; sie verursachen die multiplikativen Fehler der Operationsschaltung proportional zur Signalaussteuerung. Der interne und an den Verstärkeranschlüssen nicht meßbare Spannungsabfall u_d über dem Widerstand R_d koppelt Eingang und Ausgang in diesem Modell.

Bei der Betrachtung variabler Signale im Zeit- oder Frequenzbereich wird die Bedeutung und der Inhalt der Symbole in geeigneter Weise auf Impedanzen, Operatoren usw. ausgedehnt.

Das Schaltungsmodell im Bild 2.1 ist einem *mathematischen Modell* äquivalent, das durch drei Gleichungen beschrieben wird:

$$u_d = E_r + \frac{u_{cm}}{X} - \frac{u_0 + R_0 i_0}{A}, \tag{2.1 a}$$

$$i^- = I_r^- + \frac{u_{cm}}{R_{cm}^-} - \frac{u_0 + R_0 i_0}{A\,(R_d \| R_{cm}^-)} \tag{2.1 b}$$

$$i^+ = I_r^+ + \frac{u_{cm}}{R_{cm}^+} + \frac{u_0 + R_0 i_0}{A R_d}. \tag{2.1 c}$$

$R_d \| R_{cm}^-$ kennzeichnet die Parallelschaltung der beiden Widerstände R_d und R_{cm}^-.

Die Äquivalenz der beiden Modelle beruht auf den Kirchhoffschen Regeln, aufgestellt für die Eingangsanschlüsse des Operationsverstärkers unter Berücksichtigung der Beziehung $e_d = -(u_0 + R_0 i_0)/A$. Beispielsweise ergibt sich für i^-, den in den invertierenden Eingang fließenden Strom, entsprechend Bild 2.1

$$i^- = I_r^- + (u_{cm} + e_d)/R_{cm}^- + e_d/R_d = I_r^- + u_{cm}/R_{cm}^- + e_d/(R_d \| R_{cm}^-),$$

was mit Gleichung (2.1 b) übereinstimmt.

Die folgenden Definitionen betreffen einzelne Parameter des linearen Modells in bezug auf Spannungen und Ströme und deren Änderungen an den Verstärkeranschlüssen. Für jeden Parameter wird eine prinzipielle Testschaltung angegeben, in der ein idealer Hilfsverstärker zur Nachbildung der durch die Definition gegebenen Bedingungen verwendet wird. Die Testschaltungen, die in der Praxis angewendet werden und oft auf der Erfüllung von vereinfachenden numerischen Gleichungen beruhen, sind im Abschnitt 5. zusammengefaßt.

Die Fomulierung einiger Definitionen unterscheidet sich von denen, die die Hersteller von Operationsverstärkern in ihren Datenblättern benutzen. Die Datenblätter enthalten oft Garantien für das exakte Verhalten bei kombinierter Wirkung einiger Parameter (z. B. Verstärkung bei Nennlast) oder basieren auf gemeinsam benutzten Testschaltungen. Dagegen ist es das Ziel dieses Abschnittes, eine Methode für die lineare und nichtlineare Analyse von Operationsschaltungen im zweiten Teil dieses Buches zu entwickeln. Außerdem sind die erwähnten Abweichungen praktisch unbedeutend.

2.1.1. Eingangsfehlerquellen

Die realen Eigenschaften eines Operationsverstärkers werden in breitem Maße von überlagerten Fehlerkomponenten bestimmt. Diese werden durch die Rauscheigenschaften der Verstärkerelemente, ihre Alterung und ihre Empfindlichkeit gegenüber äußeren Ein-

flüssen hervorgerufen. Den größten Beitrag zu diesem *Rauschen in* weiterem Sinne liefert die Eingangsschaltung. Für eine quantitative Abschätzung werden daher äquivalente *Eingangs*fehlerquellen eingeführt, die in ihrer Wirkung dem Rauschverhalten des tatsächlichen Operationsverstärkers äquivalent sind. Die gewöhnlich benutzte Definition beruht aus praktischen Gründen nicht auf der Äquivalenz, sondern auf der Kompensation der tatsächlichen und der äquivalenten Fehlereffekte.

- Die *Eingangsfehlerspannung* E_r ist die Differenzeingangsspannung, die bei verschwindender Gleichtakteingangsspannung am unbelasteten Ausgang die Spannung Null erzeugt.
- Die *Eingangsfehlerströme* I_r^- und I_r^+ sind die Eingangsströme am invertierenden bzw. nichtinvertierenden Eingang, die bei verschwindender Gleichtakteingangsspannung am unbelasteten Ausgang die Spannung Null erzeugen.

Um die Bedingungen für diese Definitionen zu klären, wird die Äquivalenz der auf diese Weise definierten Fehlerquellen mit den Parametern E_r, I_r^- und I_r^+ des linearen Modells gezeigt.

Ohne Belastung ist der Spannungsabfall über R_0 Null. Die Bedingung verschwindender Ausgangspannung führt dazu, daß die interne Spannung e_d wie auch der interne Strom e_d/R_d zwischen beiden Eingängen verschwinden. Die Erdung des nichtinvertierenden Eingangs bringt die Spannung des gesteuerten Generators $e_{cm} = u_{cm}/X$ und die Ströme durch die Widerstände R_{cm}^- und R_{cm}^+ ebenfalls zum Verschwinden. Folglich befinden sich die entsprechenden Werte der Differenzeingangsspannung und der Eingangsströme in Übereinstimmung mit den Definitionen:

$$u_d = E_r, \qquad i^- = I_r^- \quad \text{und} \quad i^+ = I_r^+. \tag{2.2}$$

Selbstverständlich können die Gleichungen (2.2) sofort aus den Gleichungen (2.1) für $u_{cm} = u_0 = i_0 = 0$ erhalten werden.

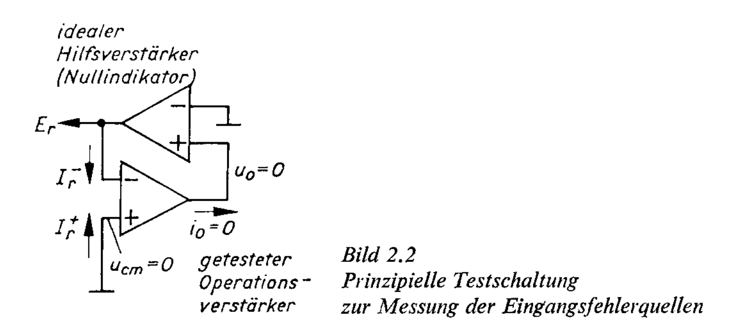


Bild 2.2
Prinzipielle Testschaltung zur Messung der Eingangsfehlerquellen

Die Definitionen der Eingangsfehlerquellen entsprechen der prinzipiellen Testschaltung, die im Bild 2.2 dargestellt ist. Der Ausgang des getesteten Operationsverstärkers wird durch einen idealen Operationsverstärker überwacht, der als nichtbelasteter Nullindikator wirkt. Der Ausgang dieses Hilfsverstärkers stellt den invertierenden Eingang des getesteten Operationsverstärkers automatisch so, daß seine Ausgangsspannung Null wird. In Übereinstimmung mit den Definitionen ist der momentane Wert der Eingangsspannung u_d, der auf diese Weise eingestellt wurde, gleich dem momentanen Wert der Fehlerspannung E_r, und die momentanen Werte der Eingangsströme i^- und i^+ sind gleich den momentanen Werten der Fehlerströme I_r^- und I_r^+.

2.1.2. Eingangsoffset und Eingangsdrift

Werfen wir einen näheren Blick auf das Spektrum der Eingangsfehlerquellen (Bild 2.3). Für die Genauigkeit bei der Anwendung sind die Gleichkomponente und die sich sehr langsam verändernden Komponenten, die man zusammenfassend als *Eingangsoffset* eines Operationsverstärkers bezeichnet, von größter Bedeutung. Das Frequenzband dieser Quasigleichkomponenten ist auf den Bereich 0 bis 0,01 Hz beschränkt. Das Eingangsoffset umfaßt die *Eingangsoffsetspannung* E_{os} (die Gleichkomponente der Fehlerspannung E_r) und die *Eingangsbiasströme* I_b^- und I_b^+ (die Gleichkomponenten der Fehlerströme I_r^- und I_r^+).

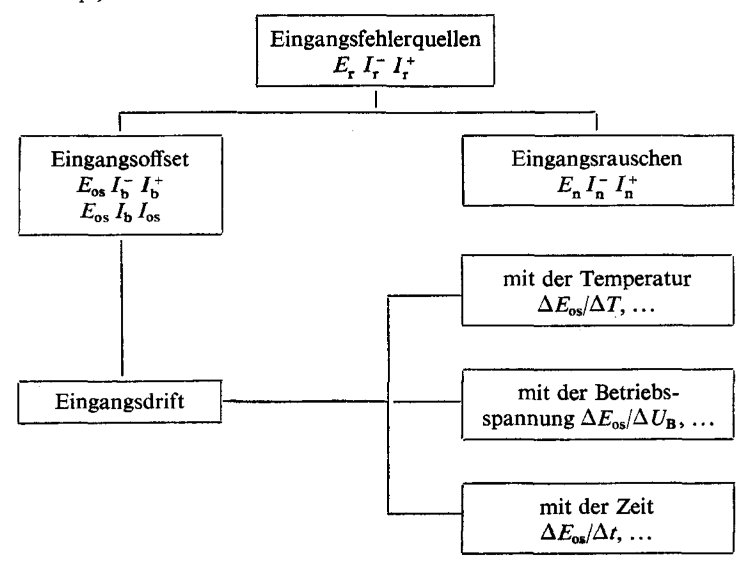


Bild 2.3. Eingangsfehlerquellen: Terminologie und Symbole

Die Eingangsbiasströme unterscheiden sich in der Regel nur wenig voneinander. Zur Kennzeichnung ihrer allgemeinen Übereinstimmung werden zwei Begriffe eingeführt, der *(mittlere) Eingangsbiasstrom* I_b für deren Mittelwert[1]) und der *Eingangsoffsetstrom* I_{os} für die Differenz:

$$I_b = \frac{I_b^- + I_b^+}{2}, \qquad I_{os} = I_b^- - I_b^+. \tag{2.3}$$

Der Fehler, der durch das Eingangsoffset des Operationsverstärkers verursacht wird, kann durch einen Eingriff am Operationsverstärker selbst oder am Rückkopplungsnetzwerk zu Null gemacht werden. Für die Genauigkeit bei der Anwendung ist die Instabilität des Eingangsoffsets, die als *Eingangsdrift* bezeichnet wird, besonders kritisch. Wie aus dem folgenden zu erkennen sein wird, versteht man unter *Drift* in der Regel das Verhältnis der Änderung des Eingangsoffsets zur Änderung des verursachenden Effektes. Mit Ausnahme spontaner Änderungen mit der Zeit (Alterung) handelt es sich um reversible Änderungen des Offsets infolge sich verändernder Arbeitsbedingungen des Verstärkers – der Umgebungstemperatur und der Betriebsspannung. Das Offset bei Normalbedingungen (Temperatur 25 °C, Betriebsspannung ± 15 V) wird als *Anfangsoffset* bezeichnet.

[1]) Die garantierten Katalogwerte des Eingangsbiasstromes gelten gewöhnlich für jeden der Ströme I_b^- und I_b^+ getrennt und nicht für deren Mittelwert.

Die Kurve *a* im Bild 2.4 zeigt einen typischen Verlauf der Eingangsoffsetspannung in Abhängigkeit von der Temperatur. Um die Messung und die Beschreibung zu vereinfachen, wird zur Charakterisierung der nichtlinearen Abhängigkeit $E_{os}(T)$ die *mittlere Drift mit der Temperatur* $\Delta E_{os}/\Delta T$ über einen gegebenen Temperaturbereich ΔT eingeführt.

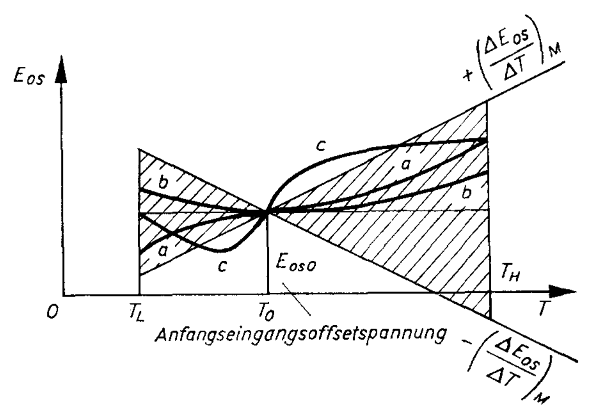


Bild 2.4
Temperaturabhängigkeit der Eingangsoffsetspannung $E_{os}(T)$
Trotz der Tatsache, daß alle drei dargestellten Kurven akzeptablen Verstärkern und der Dreipunktdefinition entsprechen, kann die differentielle Drift dE_{os}/dT die garantierten Grenzen $\pm(\Delta E_{os}/\Delta T)_M$ noch übersteigen

Im einfachsten Fall wird das Intervall ΔT mit dem Arbeitstemperaturbereich in den Grenzen $T_L \leqq T \leqq T_H$ identifiziert, und die mittlere Drift errechnet sich zu:

$$\left.\frac{\Delta E_{os}}{\Delta T}\right|_{LH} = \frac{E_{os\,H} - E_{os\,L}}{T_H - T_L}. \tag{2.4a}$$

In einem gründlicheren Verfahren, das die U-förmige Nichtlinearität (Kurve b) besser charakterisiert, wird der Arbeitstemperaturbereich von einem Zwischenpunkt T_0 aus in zwei Intervalle (T_L, T_0) und (T_0, T_H) unterteilt, und es werden zwei Werte für die mittlere Drift errechnet:

$$\left.\begin{aligned}\left.\frac{\Delta E_{os}}{\Delta T}\right|_{LO} &= \frac{E_{os\,0} - E_{os\,L}}{T_0 - T_L},\\ \left.\frac{\Delta E_{os}}{\Delta T}\right|_{OH} &= \frac{E_{os\,H} - E_{os\,0}}{T_H - T_0}.\end{aligned}\right\} \tag{2.4b}$$

In jedem Fall wird die gemessene und entsprechend den Gleichungen (2.4a) oder (2.4b) berechnete Drift mit der garantierten Driftfigur $(\Delta E_{os}/\Delta T)_M$ verglichen. Der schraffierte Schmetterling mit den Grenzen $+(\Delta E_{os}/\Delta T)_M$ und $-(\Delta E_{os}/\Delta T)_M$ definiert das Feld, in das die Endpunkte der Kurven $E_{os}(T)$ für akzeptable Verstärker fallen müssen.

Die mittlere Drift ist nur für annähernd lineare Abhängigkeiten ein brauchbarer Begriff, weil nur die Endpunkte in Betracht gezogen werden, das Verhalten innerhalb des Intervalls aber ignoriert wird: Die beiden Verstärker mit den stark unterschiedlichen Kurven *a* und *c* haben die gleiche mittlere Drift im Intervall (T_0, T_H). Zuweilen kann die mittlere Drift geradezu irreführend sein, wie das bei Kurve *c* zu sehen ist. Diese entspricht einem Verstärker, dessen mittlere Drift im Intervall (T_L, T_0) Null ist, obwohl er eine starke Temperaturempfindlichkeit aufweist.

Ähnlich werden die mittlere Biasstrom- und die Eingangsoffsetstromdrift mit der Temperatur $\Delta I_b/\Delta T$ und $\Delta I_{os}/\Delta T$ definiert. Die Nichtlinearität von $I_b(T)$ und $I_{os}(T)$ ist stärker, und das Konzept einer mittleren Drift ist fragwürdiger. Oft werden nur die maximalen

garantierten Werte der beiden Ströme I_b und I_{os} bei Raumtemperatur und an den Grenzen des Arbeitstemperaturbereiches angegeben.

Die bisher betrachteten Temperaturänderungen betrafen den Operationsverstärker als Ganzes. Es kann jedoch relativ kleine *Temperaturdifferenzen* zwischen kritischen Teilen des Operationsverstärkers geben, die durch externe Wärmequellen oder durch Eigenerwärmung verursacht werden (nach dem Einschalten, Änderungen der Last oder Eingangsübersteuerung) und die viel gefährlicher sein können. Als Folge können die inhärente Temperaturkompensation der Differenzverstärkerstufen gestört oder Thermospannungen erzeugt werden. Besonders empfindlich sind diskrete Operationsverstärker (wegen ihrer großen Dimensionen) und billige monolithische Verstärker (wegen der thermischen Rückkopplung im Halbleiterchip).

Die zweite Hauptursache von Eingangsoffsetänderungen sind *Fluktuationen der Betriebsspannung*. Die Empfindlichkeit gegenüber Änderungen der Betriebsspannung wird mit einer mittleren Eingangsoffsetspannungsdrift $\Delta E_{os}/\Delta U_B$, einer Eingangsbiasstromdrift $\Delta I_b/\Delta U_B$ und einer Eingangsoffsetstromdrift $\Delta I_{os}/\Delta U_B$ angegeben. Die Offsetspannungsdrift ist dimensionslos und wird in μV/V ausgewiesen. Analog zur Gleichtaktunterdrückung wird diese manchmal in ihrer reziproken Form als *Betriebsspannungsunterdrückung* $\Delta U_B/\Delta E_{os}$ bezeichnet und in dB angegeben.

Unter ΔU_B wird in der Regel die Änderung einer der beiden Betriebsspannungen U_B^+ oder U_B^- verstanden. Es ist aber ebenso möglich, die gleichzeitige und gleiche Änderung der beiden Betriebsspannungen in der gleichen oder entgegengesetzten Richtung zu betrachten. Im allgemeinen ist es jedoch nicht möglich, abzuschätzen, welcher der beiden Fälle ungünstiger ist. Eine gleichzeitige absolute Vergrößerung der beiden Betriebsspannungen bewirkt eine Vergrößerung der Arbeitsspannungen und -ströme innerhalb des Operationsverstärkers und führt zu einer Erhöhung der inneren Temperatur. Die gleichzeitige absolute Erhöhung einer Betriebsspannung und das Absenken der anderen ist einer gleichzeitigen Eingangs- und Ausgangsaussteuerung bei konstanten Betriebsspannungen äquivalent. Welcher dieser Effekte überwiegt, hängt sowohl vom konkreten Verstärkertyp als auch vom Verstärkerexemplar ab.

Im allgemeinen ist der Operationsverstärker, verglichen mit anderen elektronischen Produkten und in bezug auf die erreichbare Genauigkeit, sehr tolerant gegenüber der Betriebsspannung. Es genügt eine Betriebsspannungsstabilität von 1 %, sofern die Betriebsspannung nicht gleichzeitig als Referenz für die Operationsschaltung dient.

Die spontane *Änderung* des Eingangsoffsets *mit der Zeit* als Folge des Alterns ist irreversibel und daher nicht wiederholbar. Sie läßt sich deshalb nicht vernünftig garantieren und wird entweder gar nicht oder nur durch einen typischen Wert spezifiziert, der an einer Reihe von Testverstärkern gemessen wurde. In Analogie zu den beiden zuvor betrachteten Driftarten werden die mittlere Eingangsoffsetspannungsdrift $\Delta E_{os}/\Delta t$, die Eingangsbiasstromdrift $\Delta I_b/\Delta t$ und die Eingangsoffsetstromdrift $\Delta I_{os}/\Delta t$ auf das Intervall eines Tages, eines Monats oder eines Jahres bezogen definiert. Man muß sich jedoch bei der Interpretation der Daten darüber im klaren sein, daß die Drift mit der Zeit nicht kumulativ ist und daß Daten, die sich auf ein bestimmtes Intervall beziehen, nicht einfach auf ein kürzeres oder längeres Intervall übertragen werden können.

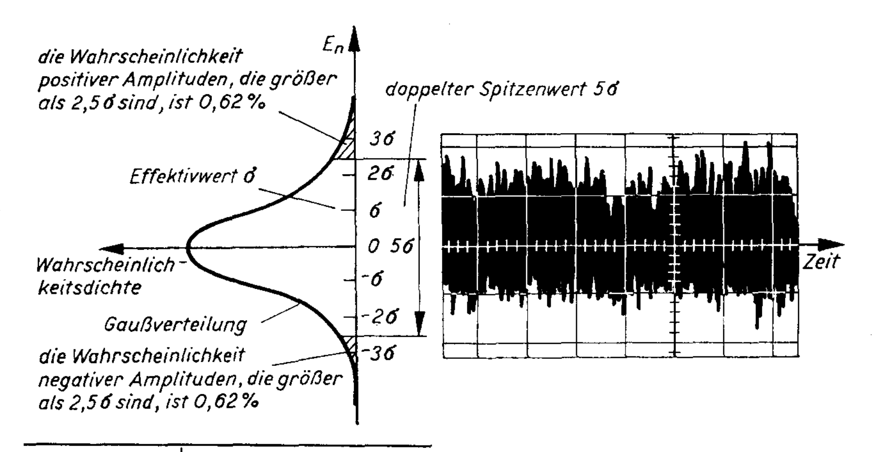
2.1.3. Eingangsrauschen

Das *Eigenrauschen* eines Operationsverstärkers wird durch die *Eingangsrauschspannung* E_n (die Rauschkomponente der Fehlerspannung E_r) und die *Eingangsrauschströme* I_n^-, I_n^+ (die Rauschkomponenten der Fehlerströme I_r^-, I_r^+) beschrieben. Wegen der statistischen

Natur des Rauschens wird meist nur ein gemeinsamer Wert I_n für I_n^- oder I_n^+ angeführt. In der Regel sind die Rauschspannung und die Rauschströme voneinander unabhängig. Sie können aber zuweilen korrelierte Komponenten enthalten (z.B. Spannungsabfälle über den Schutzwiderständen am Eingang, die durch die Eingangsrauschströme hervorgerufen werden).

Die Rauschquellen E_n und I_n werden entweder als integrales Rauschen oder als Spektraldichte des Rauschens angegeben.

Die ***integrale Angabe*** in einem bestimmten Frequenzband verkörpert entweder den *Effektivwert* oder den *Spitzenwert* (genauer den doppelten Spitzenwert) der Rauschspannung E_n und des Rauschstromes I_n in einem hinreichend großen Zeitintervall. Während die Definition des Effektivwertes in der üblichen Weise auf der äquivalenten Wärmewirkung beruht, bedarf der Begriff des Spitzenwertes noch einiger Erklärung.



doppelter Spitzenwert	Wahrscheinlichkeit größerer Amplituden
2σ	32%
3σ	13%
4σ	4,6%
5σ	1,2%
6σ	0,27%
7σ	0,047%
8σ	0,0063%
9σ	0,00068%
10σ	0,00006%

Bild 2.5
Zusammenhang zwischen Effektivwert und Spitzenwerten einer Rauschspannung E_n bei Gaußscher Verteilung
Die Tafel gibt an, mit welcher Wahrscheinlichkeit große Amplituden bestimmte Spitzenwerte übertreffen, angegeben in Vielfachen des Effektivwertes σ

Die meisten Rauscheffekte gehorchen bezüglich der momentanen Amplituden der *Gaußschen Normalverteilung* (Bild 2.5). Die Fläche zwischen zwei Amplituden unter der Gaußverteilungskurve ist ein Maß für die Wahrscheinlichkeit dafür, daß ein bestimmter Rauschwert zwischen diesen Amplituden liegt. Obgleich die Wahrscheinlichkeit für große Rauschamplituden gering ist, sind dennoch beliebig große Amplituden möglich. Damit die gemessenen Rauschwerte nicht vom Beobachter, d.h. von der Zeit der Beobachtung oder der Länge der Aufzeichnung, abhängig sind, wird der Spitzenwert des Rauschens statistisch definiert. Die Wahrscheinlichkeit für große Amplituden, einen gegebenen Spitzenwert zu übertreffen, entspricht einem bestimmten Prozentsatz.

Die Tabelle im Bild 2.5 gibt einige Spitzenwerte des Gaußschen Rauschens als Vielfaches des Effektivwertes σ an. Zur schnellen Orientierung denke man daran, daß der

Spitzenwert des Gaußschen Rauschens etwa 5mal größer als der Effektivwert ist, wobei die Wahrscheinlichkeit für größere Amplituden nur etwa 1 % ist. Zum Vergleich: Der doppelte Spitzenwert eines Sinus beträgt das etwa 2,8fache ($2\sqrt{2}$) des Effektivwertes, und der doppelte Spitzenwert eines Dreiecks beträgt etwa das 3,5fache ($2\sqrt{3}$) des Effektivwertes. In beiden Fällen ist die Wahrscheinlichkeit für größere Amplituden Null.

Die *Spektraldichten* e_n und i_n der Eingangsrauschspannung E_n und des Eingangsrauschstromes I_n drücken in differentieller Form die Frequenzabhängigkeit der Effektivwerte E_n und I_n in einem bestimmten Frequenzbereich aus:

$$e_n^2 = \frac{dE_n^2}{df}, \qquad i_n^2 = \frac{dI_n^2}{df}. \tag{2.5a}$$

Die Dimensionen der spektralen Dichten e_n und i_n sind $V/\sqrt{Hz}$ bzw. $A/\sqrt{Hz}$.

Die Kenntnis der Frequenzabhängigkeit der beiden spektralen Dichten e_n und i_n in der Form eines analytischen Ausdruckes, einer grafischen Darstellung oder wenigstens einiger diskreter Werte ermöglicht es, den Effektivwert des Rauschens in einem bestimmten Frequenzband f_1 bis f_2 durch analytische oder numerische Integration zu bestimmen:

$$E_n^2 = \int_{f_1}^{f_2} e_n^2\, df, \qquad I_n^2 = \int_{f_1}^{f_2} i_n^2\, df. \tag{2.5b}$$

Außer dem bisher betrachteten Eigenrauschen existiert noch das *Interferenzrauschen*. Dieses hat äußere Ursachen: Welligkeit und Rauschen der Betriebsspannung, kapazitive und induktive Kopplung von Übertragungsleitungen, von übersättigten Transformatoren, von Rundfunksendern, von Hochfrequenzinduktionsschmelzöfen und von funkenden Schaltern, Mikrofonie und Kabelbewegungen, Luftzirkulation, kosmische Partikel, Oberflächenleckströme gedruckter Schaltungen und Erdschleifen. Das Interferenzrauschen ist keine Charakteristik eines Operationsverstärkers allein, sondern vielmehr der ganzen Operationsschaltung in einer gegebenen störenden Umgebung.

2.1.4. Verstärkung, Differenzeingangswiderstand und Ausgangswiderstand

Die drei multiplikativen Parameter A, R_d und R_0 sind durch ein gemeinsames spezifisches Merkmal verbunden. Ihr Vorhandensein in der Operationsgleichung kann willkürlich allein durch Vergrößerung der Leerlaufverstärkung A unterdrückt werden. Das wird am linearen Modell sofort offensichtlich. Der Zustand der Verstärkereingänge nähert sich dem idealen Zustand, wenn die interne Spannung $e_d = -(u_0 + R_0 i_0)/A$ und der interne Strom e_d/R_d verschwinden. Das erfolgt unabhängig von R_d und R_0 für $A \to \infty$.

- Die *Leerlaufverstärkung* A ist das negative Verhältnis der Änderung der Leerlaufausgangsspannung zur Änderung der Differenzeingangsspannung bei verschwindender Gleichtakteingangsspannung.[1])
- Der *Differenzeingangswiderstand* R_d ist das negative Verhältnis der Änderung der Differenzeingangsspannung zur Änderung des Eingangsstromes des kurzgeschlossenen nichtinvertierenden Eingangs.
- Der *Ausgangswiderstand* R_0 ist der Innenwiderstand des Operationsverstärkerausgangs bezogen auf Masse.[2])

[1]) Die auf diese Weise definierte Verstärkung ist eine positive Zahl.

[2]) Im Gegensatz hierzu wird für den Ausgangswiderstand der Operationsschaltung das Symbol R_a verwendet (s. auch Abschn. 10.).

Die in Katalogen benutzte Verstärkungsangabe unterscheidet sich von der angegebenen Definition und bezieht sich auf einen mit einer *Nennlast* R_L abgeschlossenen Ausgang (Abschnitt 2.2.). Wie später zu sehen sein wird, werden dadurch die zwei einfachen Parameter A und R_0 miteinander verknüpft. Die Leerlaufverstärkung läßt sich aus den Katalogdaten durch Multiplikation mit $(1 + R_0/R_L)$ errechnen.

Die gewöhnliche Interpretation des Differenzeingangswiderstandes als das Verhältnis der Spannungsänderung am invertierenden Eingang zur Stromänderung am invertierenden Eingang bei geerdetem nichtinvertierendem Eingang soll als eine brauchbare Näherung angesehen werden. Tatsächlich stellt dieses Verhältnis die Parallelschaltung des Differenzeingangswiderstandes R_d und des Gleichtakteingangswiderstandes R_{cm}^- dar. Bei bipolaren Operationsverstärkern liegt R_{cm}^- um einige Größenordnungen über R_d, und die Ungenauigkeit ist vernachlässigbar. Bei Operationsverstärkern mit FET-Eingang sind alle drei Eingangswiderstände so groß, daß deren genaue Kenntnis unnötig ist.

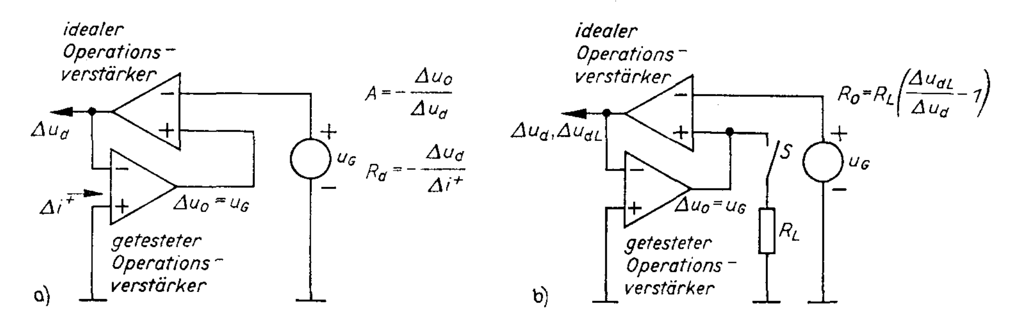


Bild 2.6. Prinzipielle Testschaltung

a) zur Messung der Verstärkung A und des Differenzeingangswiderstandes R_d; b) zur Messung des Ausgangswiderstandes R_0

Eine notwendige Bedingung für die Messung der Verstärkung ist der Betrieb des Operationsverstärkers im linearen Bereich. Das wird gewöhnlich mittels Rückkopplung erreicht. Die im Bild 2.6a dargestellte prinzipielle Testschaltung verwendet wieder einen idealen Hilfsverstärker, der die Ausgangsspannung u_0 des getesteten Operationsverstärkers mit der Spannung u_G des Generators vergleicht und die Spannung am invertierenden Eingang des getesteten Verstärkers so einstellt, daß ständig $u_0 = u_G$ ist. In Übereinstimmung mit den Definitionen ist die auf diese Weise eingestellte Änderung der Differenzeingangsspannung Δu_d ein Maß für die Verstärkung A, und die Änderung des Eingangsstromes am nichtinvertierenden Eingang Δi^+ ein Maß für den Differenzeingangswiderstand R_d:

$$A = -\frac{\Delta u_0}{\Delta u_d}, \tag{2.6a}$$

$$R_d = -\frac{\Delta u_d}{\Delta i^+}. \tag{2.6b}$$

Der Leser mit einiger Erfahrung im Bau von z.B. elektroakustischen Verstärkern wird einen Unterschied zur gewohnten Betrachtungsweise feststellen, wonach die Übertragungscharakteristika durch Ermittlung der Ausgangsreaktion auf eine eingeprägte Aussteuerung am Eingang bestimmt werden. Die Motivation für das hier benutzte Verfahren ist die übliche Position des Operationsverstärkers in der Operationsschaltung – sein Ein-

gang paßt sich automatisch dem aufgeprägten Ausgang an. Dieses Prinzip, das auch klar aus der formalen Struktur der Gleichungen (2.1) mit den explizit ausgedrückten *Eingangsparametern* u_d, i^+ und i^- zu erkennen ist, wird durch die Testschaltung zur Bestimmung des Ausgangswiderstandes im Bild 2.6b gut veranschaulicht.

Bei geöffnetem Schalter ist die Schaltung mit der im Bild 2.6a identisch, und es gilt

$$\Delta u_0 = -A\,\Delta u_d.$$

Das Anschalten des Lastwiderstandes R_L hat eine möglicherweise unerwartete Wirkung. Wegen der starken negativen Rückkopplung ändert sich die Ausgangsspannung des getesteten Operationsverstärkers nicht, der interne Spannungsabfall über dem Ausgangswiderstand R_0 wird automatisch durch ein Ansteigen der Eingangsspannung kompensiert. Bei gleicher Ausgangsspannungsänderung Δu_0 führt das Anschalten der Last auf diese Weise zu einer erhöhten Eingangsspannungsänderung Δu_{dL}, die mit dem Teilerverhältnis der Widerstände R_0 und R_L behaftet und mit A verstärkt am Ausgang wirkt:

$$\Delta u_0 = -A\,\Delta u_{dL}\,\frac{R_L}{R_0 + R_L}.$$

Das Gleichsetzen der rechten Seiten beider Gleichungen führt zu

$$R_0 = R_L\left(\frac{\Delta u_{dL}}{\Delta u_d} - 1\right). \tag{2.6c}$$

Die Sinusfunktion ist eine leicht realisierbare und meßbare Signalform. Die Bedeutung und Popularität dieser Signalform für die Untersuchung der Verstärkung im Frequenzbereich liegen nicht nur in der allgemeinen Verfügbarkeit der Meßeinrichtungen. Die unmittelbare Anwendbarkeit des gemessenen oder berechneten Frequenzganges für Stabilitätsbetrachtungen (Abschn. 13.) und für die Abschätzung dynamischer Fehler (Abschnitt 8.) machen dieses Signal besonders interessant.

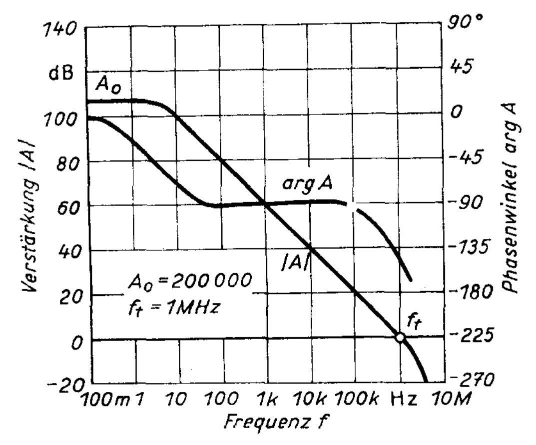


Bild 2.7
Typischer Amplituden- und Phasenfrequenzgang
Der Betrag der Verstärkung $|A|$ ist in Dezibel angegeben, d.h. in Einheiten von 20 log $|A|$

Bild 2.7 zeigt einen typischen *Amplitudenfrequenzgang* $|A\,(\mathrm{j}f)|$. Amplitude und Frequenz sind in logarithmischem Maßstab dargestellt. Bei niedrigen Frequenzen nähert sich die Amplitude asymptotisch der *Gleichspannungsverstärkung* A_0. Mit wachsender Frequenz fällt die Verstärkung ab und schneidet die 0-dB-Linie bei der *Transitfrequenz* f_t. Diese Frequenz bestimmt das *aktive Frequenzband* des Operationsverstärkers, in dem $|A| \geqq 1$ ist.

Der ebenfalls im Bild 2.7 dargestellte *Phasenfrequenzgang* $\arg A(\mathrm{j}f)$ wird selten angegeben. Einerseits ist ein Phasenmesser kein gewöhnliches Labormeßgerät, andererseits kann man sich in der Regel auf die Korrespondenz zwischen Amplitude und Phase verlassen, die auf dem Minimalphasenverhalten des Operationsverstärkers – zumindest im aktiven Bereich – beruht.

Die meisten modernen Operationsverstärker, insbesondere Universalverstärker und Impulsverstärker, besitzen einen Amplitudenfrequenzgang, der ziemlich genau durch ein Einpolverhalten angenähert werden kann. Diese *Standardverstärkung* ist

$$A(\mathrm{j}f) = \frac{A_0}{1 + \mathrm{j}f/f_0} \quad \text{oder} \quad \frac{1}{A(\mathrm{j}f)} = \frac{1}{A_0} + \mathrm{j}\frac{f}{f_t}. \tag{2.7a}$$

Die entsprechenden Amplituden- und Phasenfrequenzgänge

$$|A| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + (f/f_0)^2}}, \qquad \arg A = -\arctan\frac{f}{f_0} \tag{2.7b}$$

sind im Bild 2.8 aufgezeichnet. Die drei Größen A_0, f_0 und f_t sind durch die Beziehung[1]

$$f_t = A_0 f_0$$

verknüpft.

Bei der dynamischen Analyse von Operationsschaltungen im 2. Teil dieses Buches wird insbesondere die zweite Form der Standardverstärkung oft benutzt werden.

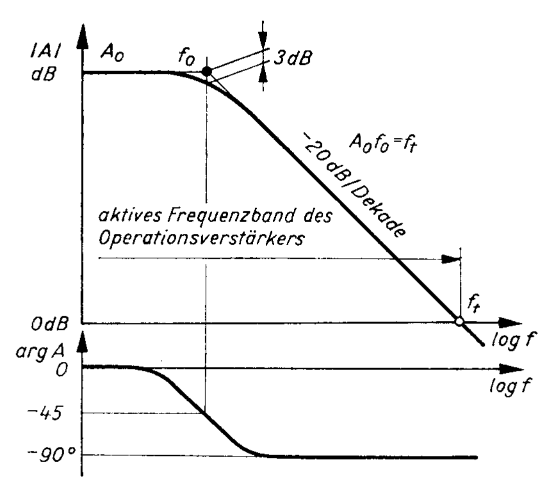


Bild 2.8
Standardamplituden- und Phasenfrequenzgang entsprechend Gleichung (2.7b)

Für die Untersuchung im Frequenzbereich werden die Eingangs- und Ausgangswiderstände durch die *Differenzeingangsimpedanz* Z_d und die *Ausgangsimpedanz* Z_0 ersetzt. Typische Frequenzgänge dieser Impedanzen zeigt Bild 2.9. Meistens ist die Eingangsimpedanz dem Wesen nach kapazitiv mit einer äquivalenten *Differenzeingangskapazität* C_d. Die Ausgangsimpedanz zeigt einen typischen Übergang von einem höheren Gleich-

[1] Exakt, $f_t = \sqrt{A_0^2 - 1}\, f_0 = A_0 f_0 \sqrt{1 - 1/A_0^2}$

spannungswert zu einem niedrigeren Wert bei höheren Frequenzen, der durch Kompensationskapazitäten der Ausgangsstufe verursacht wird. Der mit dem Verstärkungsabfall der Ausgangsemitterfolger zusammenhängende Anstieg bei hohen Frequenzen liegt in der Regel jenseits des aktiven Frequenzbandes.

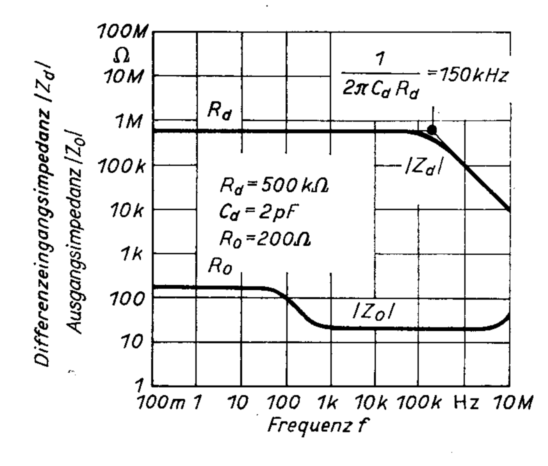


Bild 2.9
Typische Frequenzverläufe der Differenzeingangsimpedanz $|Z_d|$ und der Ausgangsimpedanz $|Z_0|$ eines bipolaren Operationsverstärkers in Ω

2.1.5. Gleichtaktunterdrückung und Gleichtakteingangswiderstände

Die Übertragungskonstante $1/X$ des zweiten gesteuerten Generators im linearen Modell beeinflußt die Operationsgleichung nur solcher Operationsschaltungen, in denen der nichtinvertierende Eingang des Operationsverstärkers aktiv benutzt wird. Das gleiche gilt auch für den Widerstand R_{cm}^{+}.

- *Die Gleichtaktunterdrückung X* ist das Verhältnis der Änderung der Gleichtakteingangsspannung zur Änderung der Differenzeingangsspannung bei verschwindender Leerlaufausgangsspannung.
- *Die Gleichtakteingangswiderstände* R_{cm}^{-} und R_{cm}^{+} sind das Verhältnis der Änderung der Gleichtakteingangsspannung zur Änderung der Eingangsströme am invertierenden bzw. nichtinvertierenden Eingang bei verschwindender Leerlaufausgangsspannung.

Die Gleichtakteingangswiderstände R_{cm}^{-} und R_{cm}^{+} stimmen gewöhnlich in etwa demselben Maße wie die Eingangsbiasströme I_b^- und I_b^+ überein. Daher wird in den Katalogdaten nur eine gemeinsame Angabe R_{cm} gemacht.

Die mehr oder weniger künstliche Aufspaltung des Fehlerspannungsgenerators in die zwei Generatoren E_r und $e_{cm} = u_{cm}/X$ im Bild 2.1 resultiert aus dem Bestreben, den Parameter X im linearen Modell explizit darzustellen. Manchmal ist das unwichtig, und es wird nur ein Generator betrachtet, der sowohl die zufällige Komponente als auch den Effekt der Gleichtakteingangsaussteuerung repräsentiert. Dann ist die Gleichtaktunterdrückung als das Verhältnis von Gleichtakteingangsspannungsänderung Δu_{cm} zu Eingangsoffsetspannungsänderung ΔE_{os} definiert.

Das gleiche Bestreben nach einer expliziten Darstellung der Parameter R_{cm}^{-} und R_{cm}^{+} führte zur Aufspaltung der Fehlerstromgeneratoren in die idealen Stromquellen I_r^- und I_r^+ (ideal im Sinne eines unendlich großen Innenwiderstandes, d.h. ihrer Unabhängigkeit von u_{cm}) und die parallelen Widerstände R_{cm}^{-} und R_{cm}^{+}. Ausgehend von den resultierenden nichtidealen Fehlergeneratoren werden die Gleichtakteingangswiderstände R_{cm}^{-} und R_{cm}^{+} analog zur Gleichtaktunterdrückung als das Verhältnis der Gleichtakteingangsspannungsänderung Δu_{cm} zur Eingangsbiasstromänderung ΔI_b^- oder ΔI_b^+ definiert.

Eine prinzipielle Testschaltung für die Gleichtakteingangsparameter zeigt Bild 2.10. An den nichtinvertierenden Eingang des getesteten Operationsverstärkers wird die Spannung $u_{cm} = u_G$ eines geerdeten Generators gelegt. Der invertierende Eingang wird von dem idealen Hilfsverstärker so eingestellt, daß die Ausgangsspannung des getesteten Operationsverstärkers verschwindet. In Übereinstimmung mit den Definitionen ist die Änderung der auf diese Weise eingestellten Differenzeingangsspannung Δu_d ein Maß für

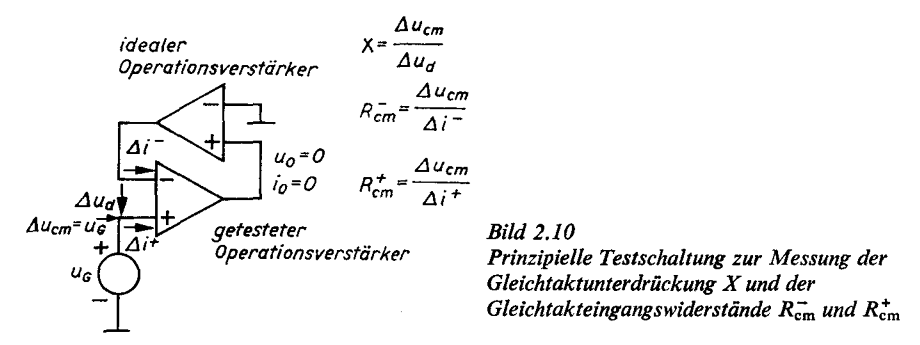


Bild 2.10
Prinzipielle Testschaltung zur Messung der Gleichtaktunterdrückung X und der Gleichtakteingangswiderstände R_{cm}^- und R_{cm}^+

die Gleichtaktunterdrückung X und die Änderungen der Eingangsströme Δi^- und Δi^+ ein Maß für die Gleichtakteingangswiderstände R_{cm}^- und R_{cm}^+:

$$X = \frac{\Delta u_{cm}}{\Delta u_d}, \tag{2.8a}$$

$$R_{cm}^- = \frac{\Delta u_{cm}}{\Delta i^-}, \qquad R_{cm}^+ = \frac{\Delta u_{cm}}{\Delta i^+}. \tag{2.8b}$$

Die Gleichtaktunterdrückung X drückt indirekt die Unsymmetrie der Verstärkung des Operationsverstärkers aus, die sich bei Aussteuerung am invertierenden oder nichtinvertierenden Eingang ergibt, Bilder 2.11 a und 2.11 b. Wie aus den beigefügten Gleichungen

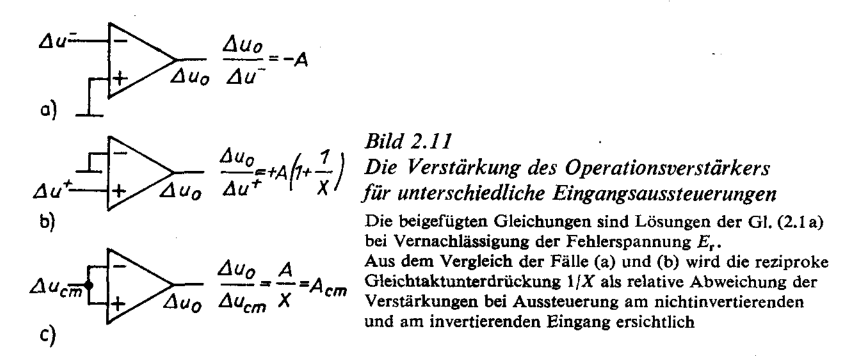


Bild 2.11
Die Verstärkung des Operationsverstärkers für unterschiedliche Eingangsaussteuerungen
Die beigefügten Gleichungen sind Lösungen der Gl. (2.1 a) bei Vernachlässigung der Fehlerspannung E_r.
Aus dem Vergleich der Fälle (a) und (b) wird die reziproke Gleichtaktunterdrückung $1/X$ als relative Abweichung der Verstärkungen bei Aussteuerung am nichtinvertierenden und am invertierenden Eingang ersichtlich

ersichtlich ist, unterscheiden sich die Absolutwerte der beiden Verstärkungen um den Wert A/X, der die Bedeutung der *Gleichtaktverstärkung* A_{cm} entsprechend Bild 2.11 c hat:

$$A_{cm} = \frac{\Delta u_O}{\Delta u_{cm}} = \frac{A}{X}.$$

Da die Verstärkung A und die Gleichtaktunterdrückung X bei guten Operationsverstärkern gewöhnlich die gleiche Größenordnung besitzen, ist die Gleichtaktverstärkung

gewöhnlich von der Größenordnung 1. Die letzte Gleichung gibt auch eine alternative Definition der Gleichtaktunterdrückung X als Verhältnis der Differenzverstärkung A und der Gleichtaktverstärkung A_{cm}:

$$X = \frac{A}{A_{cm}}. \tag{2.9}$$

Es ist noch zu bemerken, daß – anders als die Differenzverstärkung A – die Gleichtaktunterdrückung X und die Gleichtaktverstärkung A_{cm} beide Vorzeichen haben können.

Unter allen Voraussetzungen für das lineare Modell ist die Linearisierung des gesteuerten Generators $e_{cm}(u_{cm})$ durch u_{cm}/X am fraglichsten. Das trifft besonders für den Operationsverstärker mit FET-Eingang zu, der außerdem eine niedrigere Gleichtaktunterdrückung als ein vergleichbar ausgeführter bipolarer Operationsverstärker besitzt.

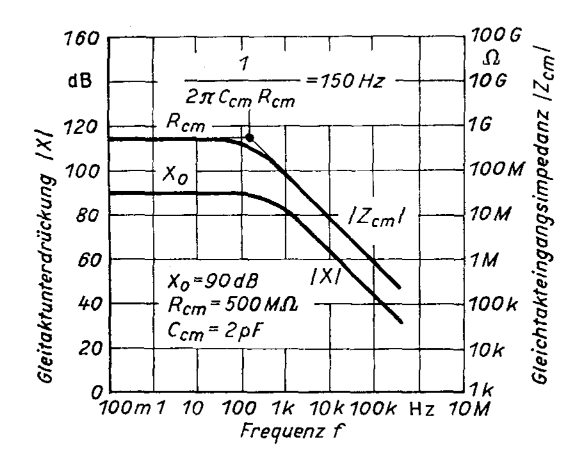


Bild 2.12. Typische Frequenzverläufe der Gleichtaktunterdrückung $|X|$ und der Gleichtakteingangsimpedanz $|Z_{cm}|$ eines bipolaren Operationsverstärkers

Beim Arbeiten im Frequenzbereich werden die Gleichtakteingangswiderstände durch die *Gleichtakteingangsimpedanzen* Z_{cm}^- und Z_{cm}^+ ersetzt. Deren typische Frequenzabhängigkeit zeigt Bild 2.12. Bereits bei niedrigen Frequenzen werden die hohen Widerstände R_{cm}^- und R_{cm}^+ durch die niedrigen Reaktanzen der parallelen *Gleichtakteingangskapazitäten* C_{cm}^- und C_{cm}^+ verringert.

Das gleiche Bild 2.12 zeigt einen typischen *Frequenzgang der Gleichtaktunterdrückung* $|X(\mathrm{j}f)|$, der sich nicht viel vom Frequenzgang der Leerlaufverstärkung im Bild 2.7 unterscheidet.

2.2. Nichtlineare Parameter

Die Fehler, die die Approximation des realen Operationsverstärkers durch ein lineares Modell begleiten, wachsen mit der Eingangs- und Ausgangsaussteuerung. Dies betrifft insbesondere die Linearisierung der Leerlaufübertragungscharakteristik $u_0(u_d)$ durch den Ausdruck $-A\,(u_d - E_r - u_{cm}/X)$, die Ausgangscharakteristik $u_0(i_0)$ durch $-Ae_d - R_0 i_0$ und die Eingangscharakteristik $e_{cm}(u_{cm})$ durch u_{cm}/X. Die tatsächliche Form jeder dieser Charakteristika ist durch einen scharfen Knick gekennzeichnet, oberhalb dessen die linea-

ren Parameter ihre Bedeutung verlieren. Die Signalaussteuerung, die diesem Knick entspricht, definiert ziemlich genau die Grenzen des linearen Bereiches.

Entsprechend den drei Variablen u_{cm}, u_0 und i_0 gibt es drei *statische Nichtlinearitäten* (Grenzen der Signalaussteuerung) und zwei *dynamische Nichtlinearitäten* (Grenzen der Signalgeschwindigkeit). Die sechste Nichtlinearität, die Änderungsgeschwindigkeit des Ausgangsstromes, ist in der Regel kein begrenzender Faktor.

Die Größe der nichtlinearen Parameter, insbesondere der statischen, ist von der Betriebsspannung abhängig. Sie wird daher immer für eine bestimmte Betriebsspannung angegeben und ist im allgemeinen für beide Polaritäten der Signalaussteuerung und Signalgeschwindigkeit gleich. Die nichtlinearen Ausgangsparameter sind außerdem lastabhängig, so daß deren garantierte Werte für einen mit der Nennlast abgeschlossenen Ausgang gelten.

- Die *Nennausgangsspannung* U_0 ist der maximale Wert der Ausgangsspannung im linearen Bereich.
- Der *Nennausgangsstrom* I_0 ist der maximale Wert des Ausgangsstromes im linearen Bereich.
- Die *Nenngleichtakteingangsspannung* U_{cm} ist der maximale Wert der Gleichtakteingangsspannung im linearen Bereich.
- Die *maximale Ausgangsslewrate* S ist die maximale Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung im linearen Bereich.
- Die *maximale Eingangsslewrate* S_{cm} ist die maximale Änderungsgeschwindigkeit der Gleichtakteingangsspannung im linearen Bereich.

Die ziemlich weiche Formulierung des *Maximalwertes im linearen Bereich* kann noch exakter erläutert werden: Bei Aussteuerung des Operationsverstärkers innerhalb der Nennwerte übersteigt die Differenzeingangsspannung u_d gemäß Gleichung (2.1a) nicht den Wert, der den garantierten Werten der linearen Parameter A, R_0 und X entspricht.

Die Änderungsgeschwindigkeit der Signalspannung wird durch die endlichen internen Operationsverstärkerströme begrenzt, die die Kompensationskapazitäten und parasitäre Kapazitäten der Verstärkerstufen laden. Mit Ausnahme einiger seltener Anwendungen überwiegt die Ausgangsbegrenzung, und die Eingangsslewrate braucht nicht berücksichtigt zu werden.

Die Ausgangs-Slewratebegrenzung kann auch im Frequenzbereich definiert werden:

- Die *Großsignalgrenzfrequenz* f_p ist die maximale Frequenz, bei der eine unverzerrte sinusförmige Ausgangsspannung der Nennamplitude U_0 erreicht werden kann.

  Die Beziehung zwischen den beiden Parametern S und f_p

$$S = 2\pi f_p U_0 \tag{2.10}$$

folgt aus dem Vergleich der Slewrate S mit der maximalen Steigung einer Sinusfunktion der Frequenz f_p und der Amplitude U_0. Für $U_0 = 10$ V gilt

$$S \text{ in V}/\mu\text{s} \approx 60 f_p \text{ in MHz.}$$

Die nichtlineare Ausgangsbegrenzung veranschaulicht Bild 2.13. Im Bild 2.13a übersteigt die Amplitude der aufgeprägten sinusförmigen Spannung die maximale Ausgangsspannung U_0. Der Ausgang wird übersteuert und die Ausgangsspannung auf den Pegel $\pm U_0$ begrenzt.

Obwohl die aufgeprägte Ausgangsspannung im Bild 2.13b innerhalb des linearen Bereichs bleibt, wird der Ausgang von einem zu kleinen Lastwiderstand R_L überlastet.

Die Ausgangsspannung wird entsprechend dem maximalen Ausgangsstrom I_0 auf den Pegel $\pm R_L I_0$ begrenzt.

Im Bild 2.13c ist die Frequenz der Ausgangsspannung wenig größer als die Großsignalfrequenz f_p. Ab einem bestimmten Punkt ist der Ausgang des Operationsverstärkers nicht mehr in der Lage, der schnellen treibenden Spannung zu folgen. Die Ausgangsspannung verläuft entsprechend der maximalen Slewrate $\pm S$, bis sich die beiden Kurven wieder treffen.

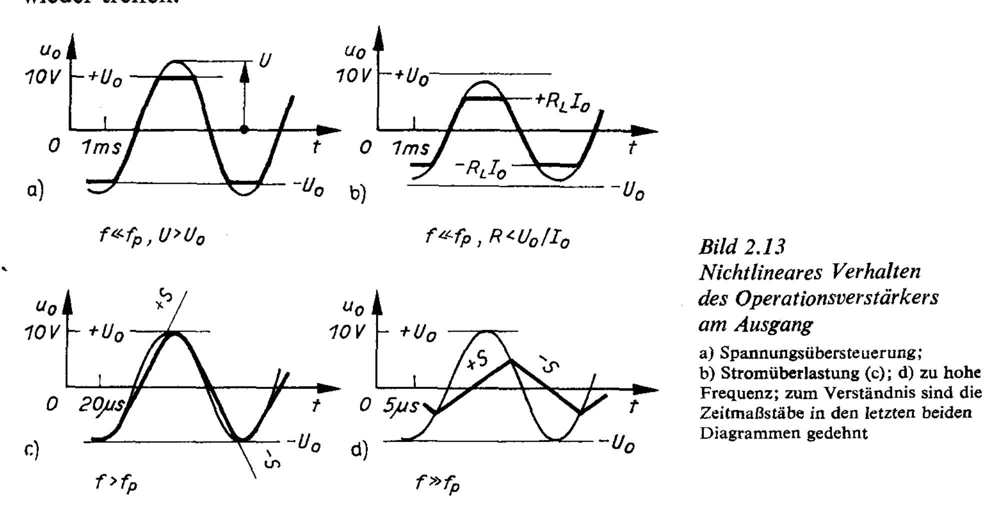


Bild 2.13
Nichtlineares Verhalten des Operationsverstärkers am Ausgang
a) Spannungsübersteuerung; b) Stromüberlastung (c); d) zu hohe Frequenz; zum Verständnis sind die Zeitmaßstäbe in den letzten beiden Diagrammen gedehnt

Im Bild 2.13d ist die Frequenz der Ausgangsspannung so hoch, daß der Ausgang die Nennamplitude U_0 nicht mehr erreicht und ständig im übersteuerten Zustand verbleibend einer Dreieckkurve folgt. Eine große kapazitive Last kann infolge der Ausgangsstrombegrenzung bereits bei viel kleineren Frequenzen eine ähnliche Wirkung haben.

2.3. Einschwingzeit und Erholzeit

Die Liste der Funktionsparameter wird durch die Einschwingzeit und die Erholzeit vervollständigt. Dies sind weniger Parameter des Operationsverstärkers selbst, als vielmehr Charakteristika des dynamischen Verhaltens[1]) des Operationsverstärkers bei Großsignalaussteuerung in einer bestimmten einfachen Operationsschaltung (Spannungsfolger oder Inverter, s. weiteren Text). Dieses Großsignalverhalten wird von linearen und nichtlinearen Parametern sowie anderen Effekten bestimmt, die nicht aus den einfachen Katalogdaten entnommen werden können. Dies sind die Form des Frequenzganges der Verstärkung, die Werte interner Kondensatoren des Operationsverstärkers und parasitäre Kapazitäten der Operationsschaltung, Temperaturtransienten nach Übersteuerung usw. Obwohl die Einschwingzeit und die Erholzeit an eine bestimmte Schaltung geknüpft sind, können sie doch passend zur Abschätzung des Verhaltens des Operationsverstärkers in ähnlichen Schaltungen benutzt werden, in denen eine schnelle und genaue Reaktion im Zeitbereich ein entscheidendes Kriterium ist.

- Die *Einschwingzeit* t_s eines Operationsverstärkers in einer gegebenen Operationsschaltung ist die Zeit, die die Ausgangsspannung einem bestimmten Eingangssprung folgend zum Einschwingen in ein gegebenes Fehlerband um einen idealen Wert benötigt.

[1]) s. * S. 34

- Die *Erholzeit* t_r eines Operationsverstärkers in einer gegebenen Operationsschaltung ist die Zeit, die die Ausgangsspannung einem Sprung aus einer bestimmten Eingangsübersteuerung folgend zum Einschwingen in ein gegebenes Fehlerband um einen idealen Wert benötigt.

Die Bedeutung der beiden Zeiten veranschaulicht Bild 2.14. Im Bild 2.14a ist das typische Einschwingen eines Operationsverstärkers als Spannungsfolger dargestellt. Der Eingangssprung der Spannung u_G beträgt U_0, wobei $U_{cm} \geqq U_0$ angenommen wird. Die ideale Operationsgleichung $u_0 = u_G$ folgt sofort aus der Definition des idealen Verstärkers. Die tatsächliche Sprungantwort $u_0(t)$ zeigt eine Anfangsverzögerung, einen geradlinigen Anstieg mit der Steigung S, eine Erholung von der dynamischen Übersteuerung sowie ein gedämpftes Einschwingen. Die Breite des *Fehlerbandes* $2\varepsilon U_0$ um den idealen Ausgangspegel $+U_0$ wird in Prozent der Nennausgangsspannung angegeben. Die Standardwerte des Fehlers ε sind 0,01 % und 0,1 %, selten 1 %. Am Punkt S tritt die Ausgangsspannung u_0 in das Fehlerband ein und verbleibt in diesem. Die Zeit, die zwischen dem Eingangsspannungssprung und diesem Punkt S vergeht, ist die Einschwingzeit t_s.

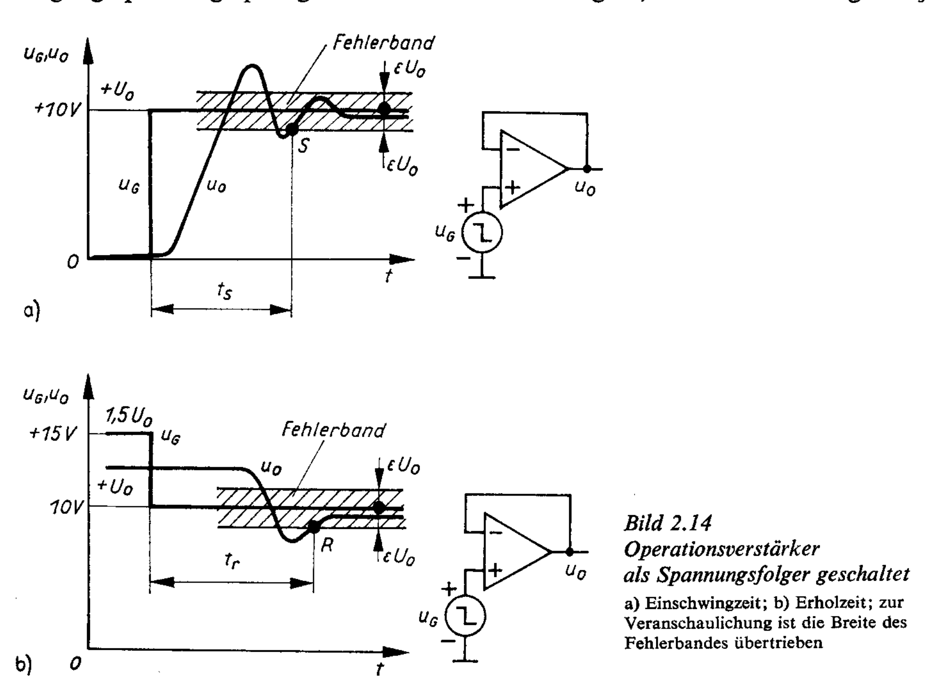


Bild 2.14
Operationsverstärker als Spannungsfolger geschaltet
a) Einschwingzeit; b) Erholzeit; zur Veranschaulichung ist die Breite des Fehlerbandes übertrieben

Es soll noch bemerkt werden, daß der Verstärkerausgang wegen der statischen Fehler (E_{os}, A_0, X_0) nicht auf den idealen Pegel $+U_0$ einschwingen muß.

Im Bild 2.14b wird der gleiche Operationsverstärker als Spannungsfolger einer 50%-igen Übersteuerung durch eine Eingangsspannung von $+1{,}5U_0$ unterworfen, danach erfolgt ein Sprung zurück auf die Nennausgangsspannung $+U_0$. Die Ausgangsspannung verbleibt eine relativ lange Zeit auf ihrem ursprünglichen Wert, um dann in komplizierter Weise beim Punkt R endgültig in das Fehlerband einzuschwingen. Die Zeit, die zwischen dem Aufheben der Übersteuerung und diesem Punkt R vergeht, ist die Erholzeit t_r.

* Das *Großsignalverhalten* wird sowohl von den linearen als auch von den nichtlinearen Parametern des Operationsverstärkers bestimmt. Das *Kleinsignalverhalten* kann vollständig durch das lineare Modell erklärt werden.

2.4. Zusammenfassung

1. Das lineare Modell eines Operationsverstärkers beschreibt dessen Kleinsignalverhalten.
2. Die nichtlinearen Parameter bestimmen die Grenzen des linearen Bereichs.
3. Das Offset und das Rauschen verursachen die additiven Fehler der Operationsschaltung.
4. Die Verstärkung, die Gleichtaktunterdrückung sowie die Eingangs- und Ausgangswiderstände verursachen die multiplikativen Fehler der Operationsschaltung.
5. Die Einschwingzeit und die Erholzeit sind keine Parameter des Operationsverstärkers selbst, sondern vielmehr komplexe dynamische Kennwerte des Operationsverstärkers in einer einfachen Operationsschaltung (Spannungsfolger oder Inverter).

3. Eigenschaften des Operationsverstärkers

Dieser Abschnitt gewährt einen „Blick hinter die Anschlüsse" des Operationsverstärkers. Für einfache Verstärkerstufen werden der physikalische Hintergrund für das im Abschnitt 2. eingeführte lineare Modell und die Beziehungen seiner Parameter zu den Eigenschaften der verwendeten elektronischen Komponenten gezeigt. Es werden nur direktgekoppelte Verstärker betrachtet; die Modulationstechniken sind im Abschnitt 4. kurz erwähnt.

Die beiden wesentlichsten Teile eines jeden Operationsverstärkers sind die *Eingangsstufe* und die *Ausgangsstufe.* Deren Kopplung kann unmittelbar oder durch weitere *zwischengeschaltete Verstärkerstufen* erfolgen.

Die Eigenschaften zweier großer Gruppen von Operationsverstärkern werden mit der Wahl des Eingangsverstärkungselementes bestimmt, des bipolaren Transistors oder des Feldeffekttransistors (FET).

3.1. Operationsverstärker mit bipolarem Eingang

Die Eingangsstufe ist der kritischste Teil eines Operationsverstärkers; sie ist die Konfliktstelle der einander widersprechenden Entwurfsforderungen nach Genauigkeit und Geschwindigkeit. Sie bestimmt direkt alle Eingangsparameter und beeinflußt einige Übertragungs- und Ausgangsparameter wesentlich. Ihre symmetrische Differenzausführung sichert naturgemäß die funktionelle Symmetrie des invertierenden und nichtinvertierenden Einganges.

Bild 3.1 a zeigt einen zum Teil detailliert dargestellten Operationsverstärker mit einer aus den Bipolartransistoren T_1, T_2, den Kollektorwiderständen R_{C1}, R_{C2} und der Strom-

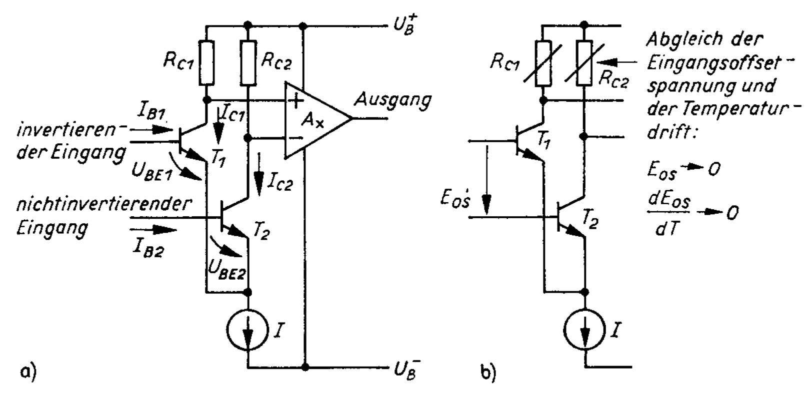


Bild 3.1. Bipolare Differenzeingangsstufe

Um deren Wirkung auf die Eingangsparameter des Operationsverstärkers zu untersuchen, sind die anderen Verstärkerstufen durch einen idealen Verstärker A_x ersetzt (a). Eine spezielle Eigenschaft des bipolaren Operationsverstärkers ist die Möglichkeit, durch Abgleich der Kollektorwiderstände sowohl das Eingangsoffset als auch die Temperaturdrift gleichzeitig auf Null bringen zu können (b)

quelle I zusammengesetzten Differenzeingangsstufe. Die Basen der Transistoren bilden den invertierenden und den nichtinvertierenden Eingang des gesamten Verstärkers. Die folgenden Stufen werden durch einen idealen Verstärker A_x ersetzt. Nachfolgend seien die Eingangsparameter eines solchen Operationsverstärkers untersucht.

Das statische Verhalten eines bipolaren Transistors im aktiven Bereich wird genügend genau durch die folgenden Gleichungen beschrieben:

$$I_C = I_S \, e^{qU_{BE}/kT} \quad \text{oder} \quad U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_S}, \tag{3.1}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}. \tag{3.2}$$

Mit Bezug auf Bild 3.2 bedeuten die Symbole:

I_C, I_B Kollektorstrom und Basisstrom,
U_{BE} Basis-Emitter-Spannung,
T absolute Temperatur,
$k/q =$ 86,2 µV/K, Verhältnis der Boltzmannkonstanten
$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K zur Elektronenladung $q = 1{,}60 \cdot 10^{-19}$ C,
$kT/q = U_T$, *Temperaturspannung*, rund 25 mV bei Raumtemperatur,
I_S theoretischer *Sättigungsstrom*, ein temperaturabhängiger Skalierungsfaktor in Gl. (3.1),
β Stromverstärkung.

Die Parameter I_S und β enthalten physikalische, technologische und Materialkonstanten des Transistors und sind charakteristisch für einen bestimmten Typ und ein bestimmtes Exemplar. Ihre Fertigungstoleranzen sind groß, sie können bis zu 100 % betragen. Bei gleichzeitiger Fertigung von zwei gleichen Transistoren in einem monolithisch integrierten Schaltkreis bleibt die *relative* Streuung jedoch unter 10 % oder – bei guten Herstellern – sogar unter 1 %. Ursache für diese Parameterstreuung ist in beiden Fällen die Fertigungsstreuung der Basisbreite w [8, S. 256] [9, S. 220]:

$$I_S = \frac{A}{w}, \qquad \beta = \frac{B}{w}. \tag{3.3}$$

A und B sind Konstanten, die von den Fertigungsschwankungen praktisch unabhängig sind.

Wir sehen aus Gl. (3.1), daß die Basis-Emitter-Spannung direkt vom Kollektorstrom und nicht vom Emitterstrom abhängt. Bei Raumtemperatur gilt diese Gleichung über 6 bis 9 Kollektorstromdekaden [10], von Piccoamperes bis Milliamperes. Dabei spielt am unteren Bereichsende die Größe der Kollektorspannung und des entsprechenden Leckstromes eine Rolle, am oberen Bereichsende die Größe des internen Basiswiderstandes und des Emitterreihenwiderstandes. In halblogarithmischer Darstellung (Bild 3.2) stellt $U_{BE}(I_C)$ eine gerade Linie mit einer Steigung von $U_T \ln 10$ je Stromdekade dar (ungefähr 60 mV/Dekade bei Raumtemperatur).

Die *Steilheit* $g_m = \partial I_C / \partial U_{BE}$ im Arbeitspunkt (T, I_C) ist für alle Transistoren gleich

$$g_m = \frac{qI_C}{kT} = \frac{I_C}{U_T}. \tag{3.4}$$

Die *stromnormierte* Steilheit $\gamma_m = g_m/I_C$ ist darüber hinaus unabhängig vom Kollektorstrom,

$$\gamma_m = \frac{q}{kT} = \frac{1}{U_T}. \tag{3.5}$$

Ihr hoher Wert

$$\gamma_m = \frac{1}{25\,\text{mV}} = 40\,\text{V}^{-1} \tag{3.5a}$$

(bei Raumtemperatur) erklärt hauptsächlich die gute Spannungsstabilität der Bipolardifferenzstufe im Vergleich zur FET-Stufe, wie in den folgenden Abschnitten gezeigt wird.

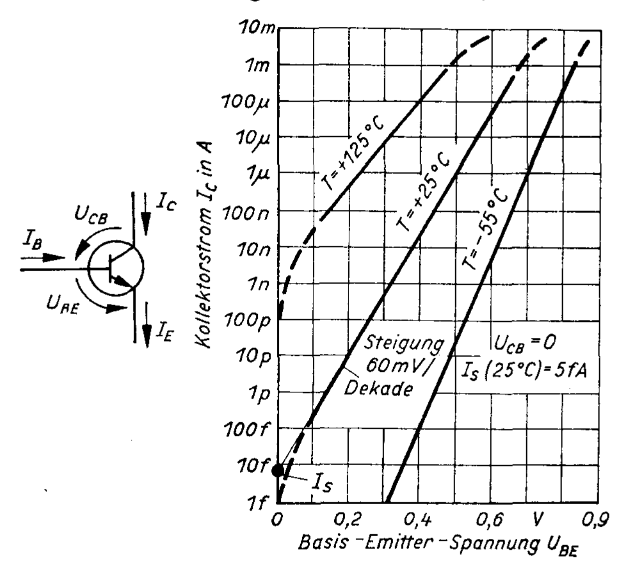


Bild 3.2
Statische Übertragungskennlinie $I_C(U_{BE})$ eines Bipolartransistors im halblogarithmischen Maßstab

Der gerade Abschnitt stellt den Gültigkeitsbereich von Gl. (3.1) dar. Am unteren Ende nähert sich die Kennlinie asymptotisch der Stromachse; am oberen Ende kommen zusätzliche serielle Spannungsabfälle hinzu. Der extrapolierte geradlinige Abschnitt kreuzt die Stromachse $U_{BE} = 0$ im Punkt $I_C = I_S$. Die extrapolierten geradlinigen Abschnitte, die zu verschiedenen Temperaturen gehören, kreuzen sich etwa in einem einzigen Punkt $U_{BE} = U_{G0} = 1{,}205$ V, $I_C = I_S\, e^{qU_{G0}/kT} = 5 \cdot 10^6$ A für $I_S\,(25\,°C) = 5$ fA

Die Transistorsteilheit steht in einfacher Beziehung zum *differentiellen Emitterwiderstand* $r_E = \partial U_{BE}/\partial I_E$,

$$r_E = \frac{U_T}{I_E} = \alpha\,\frac{U_T}{I_C} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}, \tag{3.6}$$

wobei $I_E = I_C + I_B = I_C/\alpha$ der Emitterstrom ist und $\alpha = \beta/(\beta + 1) \approx 1$.

3.1.1. Eingangsoffsetspannung

Mit den Bezeichnungen von Bild 3.1a ist die *Eingangsoffsetspannung* des dargestellten Operationsverstärkers gleich der Differenz der Basis-Emitter-Spannungen der Eingangstransistoren,

$$E_{os} = U_{BE1} - U_{BE2}.$$

Das Einsetzen von Gleichung (3.1) führt bei gleicher Temperatur T zu

$$E_{os} = \frac{kT}{q}\ln\frac{I_{S2}}{I_{S1}} + \frac{kT}{q}\ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}}, \tag{3.7}$$

wobei sich die Indizes 1 und 2 auf die Transistoren T_1 und T_2 beziehen.

Die Eingangsoffsetspannung hat zwei Komponenten. Eine ist auf Differenzen zwischen den Transistoren selbst zurückzuführen, die andere auf die Differenz der Kollektorströme im Arbeitspunkt [11]. Die erste Komponente

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{I_{S2} - I_{S1}}{I_{S1}}\right) \approx \frac{kT}{q} \frac{\Delta I_S}{I_S}, \tag{3.8}$$

die durch die Differenz der Sättigungsströme I_{S1} und I_{S2} verursacht wird, erreicht bei diskreten Transistoren Werte bis zu einigen zehn Millivolt; sie kann nur durch aufwendiges Paaren unter 5 mV gebracht werden. Andererseits lassen sich beim monolithischen Dualtransistor mit einer relativen Streuung der Sättigungsströme $\Delta I_S/I_S$ von 10 bis 1 % ohne Schwierigkeiten Werte von 2,5 mV bis 250 µV erzielen. Dieser Vergleich zeigt klar den ersten Vorteil der monolithisch integrierten Technologie bezüglich des Eingangsoffsets.

Die zweite Komponente hängt in ähnlicher Weise vom Verhältnis der Kollektorströme beider Transistoren ab. Unter der Voraussetzung eines idealen Verstärkers A_x (d.h. dessen Offset ist Null) gilt

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{R_{C2}}{R_{C1}}, \tag{3.9}$$

womit die Größe dieser zweiten Komponente nur durch die Unsymmetrie der beiden Kollektorarbeitswiderstände R_{C1} und R_{C2} bestimmt wird:

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{R_{C2}}{R_{C1}} \approx \frac{kT}{q} \frac{\Delta R_C}{R_C}. \tag{3.10}$$

Ein zusätzlicher Anteil der Offsetspannung von 250 µV entspricht demnach einem typischen relativen Fehler $\Delta R_C/R_C = 1\,\%$ der diffundierten Widerstände eines monolithischen Operationsverstärkers oder der nicht abgeglichenen Dünnfilmwiderstände eines Hybridverstärkers.[1])

Man kann anhand des oben Ausgeführten sehen, daß eine Unterdrückung der Teilkomponenten des Eingangsoffsets unter 100 µV praktisch unmöglich ist. Die Selbstkompensation der Fertigungsstreuungen zwischen beiden Hälften der Differenzstufe ist gegenwärtig auf diesen Wert begrenzt.

Es ist jedoch noch eine Möglichkeit ungenutzt geblieben – die nachträgliche individuelle Nullpunkteinstellung. Der einfachste und – wie wir sehen werden – auch der effektivste Weg besteht in der gegenseitigen Kompensation beider Teilkomponenten durch eine absichtlich herbeigeführte Unsymmetrie der Kollektorströme. Diese wird mit einer entsprechenden Unsymmetrie der Kollektorwiderstände erzielt.

Die Kombination der Gleichungen (3.7) und (3.9) liefert

$$E_{os} = \frac{kT}{q} \ln \frac{R_{C2} I_{S2}}{R_{C1} I_{S1}}. \tag{3.11}$$

[1]) Die Eingangsoffsetspannung des Operationsverstärkers nach Bild 3.1a ist unabhängig von der Größe und der relativen Streuung der Stromverstärkung β_1 und β_2 der Eingangstransistoren [12]. Der Strom I teilt sich immer derart in beide Emitter auf, daß das Verhältnis der Kollektorströme Gl. (3.9) genügt. Genau das Gegenteil würde jedoch für einen Verstärker gelten, dessen Eingangstransistoren als Emitterfolger geschaltet sind und das Verhältnis der Emitterströme durch eine Gleichung analog zu Gl. (3.9) fest definiert ist, weil das maßgebende Verhältnis der Kollektorströme

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{1 + 1/\beta_2}{1 + 1/\beta_1} \frac{I_{E1}}{I_{E2}}$$

von der Streuung von β beeinflußt würde.

Daraus folgt die *Nullbedingung* $E_{os} = 0$ in der Form

$$\frac{R_{C2}}{R_{C1}} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}}. \tag{3.12}$$

Gl. (3.12) ist jedoch nicht als Abgleichvorschrift geeignet, weil das Verhältnis der Sättigungsströme I_{S1}/I_{S2} nicht von vornherein bekannt ist. Das Einstellen der Kollektorwiderstände erfolgt deshalb experimentell bei gleichzeitiger Beobachtung der sich verändernden Eingangsoffsetspannung $E_{os} \to 0$, meist mit Hilfe eines Potentiometers oder eines ausgesuchten festen Widerstandes. Einige integrierte Technologien erlauben auch die interne Nullpunkteinstellung während des Fertigungsprozesses durch direkten und nicht umkehrbaren Abgleich eines der beiden Widerstände R_{C1} oder R_{C2}.

Es ist interessant, daß die Kompensation der Eingangsoffsetspannung nicht von den Schwankungen des Stromes I beeinflußt wird, ganz gleich, welche Ursachen auch dazu führen mögen. Dies ist auf die Unabhängigkeit des Verhältnisses $R_{C2}I_{S2}/R_{C1}I_{S1}$ vom Strom I und auch auf das verschwindende Offset des idealen Verstärkers A_x zurückzuführen. Eine interessante Frage ist, ob die Verstärkerstufe diese günstige Eigenschaft auch bezüglich des Hauptstörfaktors – der Temperatur – bewahrt.

3.1.2. Temperaturdrift der Eingangsoffsetspannung

Zunächst stellen wir fest, daß die Temperaturunabhängigkeit des Verhältnisses $R_{C2}I_{S2}/R_{C1}I_{S1}$ allein eine verschwindende Temperaturdrift nicht gewährleistet. Es bleibt noch eine weitere bedeutende Driftkomponente

$$\frac{dE_{os}}{dT} = \frac{E_{os}}{T}, \tag{3.13}$$

die entsprechend der in Gl. (3.11) explizit enthaltenen Temperatur T proportional zur augenblicklichen Größe der Eingangsoffsetspannung E_{os} ist. Wir gelangen so zu einer wichtigen Feststellung: Die Bedingung für eine verschwindende Primärkomponente Gl. (3.13) der Temperaturdrift einer Bipolardifferenzstufe ist identisch mit der Bedingung für ein verschwindendes Offset. Das hat zwei praktische Konsequenzen: Der auf Null eingestellte und temperaturstabile Zustand $E_{os} = 0$ und $dE_{os}/dT = 0$ läßt sich mit einem einzigen Abgleich bei nur einer Temperatur, d.h. ohne Meßzyklen über den gesamten Temperaturbereich, erzielen.

Diese Schlußfolgerungen gelten jedoch mit einer gewissen Einschränkung, die durch die implizite Temperaturabhängigkeit der anderen Terme in Gl. (3.11) gegeben ist. Um diese Sekundäreffekte zu berücksichtigen, ist eine genauere Untersuchung von Gl. (3.1) nötig.

Die Temperatur erscheint in Gl. (3.1) sowohl explizit durch die Temperaturspannung kT/q als auch implizit durch den Sättigungsstrom I_S [13]:

$$I_S = CT^n \, e^{-qU_{G0}/kT}. \tag{3.14}$$

C, n und U_{G0} sind temperaturunabhängige Konstanten.

Der Exponent n, der unter anderem die Temperaturabhängigkeit der Minoritätsträgerbeweglichkeit in der Basisregion ausdrückt, hat einen Wert von 1,5 bis 3 für doppelt diffundierte Siliziumtransistoren, je nach Technologie [14, S. 13–21]. Seine absolute Fertigungstoleranz ist typisch 0,1 für eine Losgröße nichtausgesuchter diskreter Transistoren

des gleichen technologischen Verfahrens und 0,002 zwischen Transistoren eines guten monolithischen Paares. U_{G0} kennzeichnet die extrapolierte Bandlückenspannung des Halbleitermaterials bei absolut Null; $U_{G0} = 1205$ mV für Silizium.

Die zusammengesetzte Komponente C, die unter anderem technologische Parameter enthält (Emitterfläche und Basisbreite), kann aus den Gleichungen (3.1) und (3.14) durch Einführung der Basis-Emitter-Spannung U_{BE0}, bezogen auf einen Referenzarbeitspunkt (T_0, I_{C0}), eliminiert werden. Die Kombination der Gleichungen (3.1) und (3.14) liefert

$$\frac{U_{BE}}{T} = \frac{k}{q} \ln I_C - \frac{k}{q} \ln C - \frac{nk}{q} \ln T + \frac{U_{G0}}{T},$$

und im Referenzarbeitspunkt

$$\frac{U_{BE0}}{T_0} = \frac{k}{q} \ln I_{C0} - \frac{k}{q} \ln C - \frac{nk}{q} \ln T_0 + \frac{U_{G0}}{T_0}.$$

Nach Subtrahieren und Neuordnen ergibt sich

$$U_{BE} = U_{BE0} - \frac{U_{G0} - U_{BE0}}{T_0}(T - T_0) - \frac{nkT}{q} \ln \frac{T}{T_0} + \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_{C0}}. \quad (3.15)$$

Diese Gleichung, die ein expliziter Ausdruck der Temperaturabhängigkeit in Gl. (3.1) ist, ist von fundamentaler Bedeutung für die Analyse des Temperaturverhaltens von Schaltungen mit Bipolartransistoren im aktiven Bereich [15, S. 10–18].

Der Temperaturkoeffizient der Basis-Emitter-Spannung bei konstantem Kollektorstrom

$$\frac{\partial U_{BE}}{\partial T} = -\frac{U_{G0} - U_{BE0}}{T_0} - \frac{nk}{q}\left(1 + \ln \frac{T}{T_0}\right) + \frac{k}{q} \ln \frac{I_C}{I_{C0}} \quad (3.16)$$

ist nahezu temperaturunabhängig, und seine Größe beträgt im Referenzpunkt

$$\left.\frac{\partial U_{BE}}{\partial T}\right|_0 = -\frac{U_{G0} - U_{BE0}}{T_0} - \frac{nk}{q}. \quad (3.17)$$

So hat zum Beispiel ein Transistor mit einem Exponenten n = 2,2, einer Basis-Emitter-Spannung U_{BE0} = 550 mV bei $T_0 = +25$ °C = 298 K und bei einem bestimmten Wert von I_{C0} entsprechend Gl. (3.17) einen Temperaturkoeffizienten $\partial U_{BE}/\partial T|_0 = -2{,}39$ mV/°C, was gut mit der Praxis übereinstimmt. Nach Gl. (3.16) ändert sich dieser Wert um nur ±2,4% im Temperaturbereich −55 °C bis 125 °C.

Der Temperaturkoeffizient der Basis-Emitter-Spannung hängt jedoch vom Kollektorstrom ab. Es gibt drei Möglichkeiten, diese Abhängigkeit auszudrücken: Die Änderung des Temperaturkoeffizienten bei Änderung des Kollektorstromes

um eine Dekade,
um ein Prozent und
um einen solchen Betrag, der eine Änderung der Basis-Emitter-Spannung von 1 mV verursacht.

Entsprechend den letzten Termen in Gl. (3.16) und Gl. (3.15) verkleinert sich der Temperaturkoeffizient absolut um

$$\delta \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} = \frac{k}{q} \ln 10 = 200\ \mu\text{V/°C}, \quad (3.18\text{a})$$

bei einem Anstieg des Kollektorstromes I_C um eine Dekade oder um

$$\delta \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} = \frac{k}{q} \frac{\delta I_C}{I_C} = 0{,}86\,\mu V/°C, \tag{3.18b}$$

bei einem relativen Anstieg des Kollektorstromes $\delta I_C/I_C = 1\,\%$, oder um

$$\delta \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} = \frac{\delta U_{BE}}{T} = 3{,}3\,\mu V/°C \tag{3.18c}$$

für einen Anstieg der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} um 1 mV bei Raumtemperatur $T = 300$ K.

Die praktische Konsequenz der Stromabhängigkeit des Temperaturkoeffizienten ist eine Wechselwirkung zwischen Offset und Drift des Operationsverstärkers im Verlaufe des externen Nullpunktabgleichs.

Wir kehren zum Problem der Temperaturdrift der Eingangsoffsetspannung zurück. In Anwendung von Gl. (3.15) erhalten wir für die Basis-Emitter-Spannung U_{BE1} und U_{BE2} der beiden Eingangstransistoren bei gleicher Temperatur

$$E_{os} = E_{os\,0} \frac{T}{T_0} = -\Delta n \frac{kT}{q} \ln \frac{T}{T_0} + \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1} I_{C20}}{I_{C2} I_{C10}}. \tag{3.19}$$

$E_{os0} = U_{BE10} - U_{BE20}$ ist die Eingangsoffsetspannung im Referenzpunkt (T_0, I_{C10}, I_{C20}) und weiterhin $\Delta n = n_1 - n_2$. Die gesuchte *Temperaturdrift der Eingangsoffsetspannung* wird im Referenzpunkt

$$\frac{dE_{os}}{dT} = \frac{E_{os}}{T} - \Delta n \frac{k}{q} + \left(\frac{dI_{C1}}{I_{C1}\,dT} - \frac{dI_{C2}}{I_{C2}\,dT} \right) \frac{kT}{q}. \tag{3.20}$$

Hierbei wurde zur Abkürzung der den Referenzpunkt kennzeichnende Index 0 weggelassen.

Die Primärkomponente der Temperaturdrift E_{os}/T stammt von der Stromempfindlichkeit des Temperaturkoeffizienten der Basis-Emitter-Spannung. Bei Raumtemperatur beträgt ihr Wert 3,3 μV/°C für jedes Millivolt der Eingangsoffsetspannung E_{os} (siehe Gl. (3.18c)). Nach Nullstellen der Offsetspannung $E_{os} = 0$ verschwindet diese Komponente.

Die zweite Komponente $-\Delta nk/q$ ist auf die Unterschiede in den Exponenten n_1 und n_2 der beiden Transistoren zurückzuführen, und ihr typischer Wert ist, wie oben gezeigt, 10 μV/°C für nichtausgesuchte Transistoren eines diskreten Paares und 0,2 μV/°C für gute monolithische Dualtransistoren. Dieser Vergleich zeigt klar den zweiten Vorteil der monolithisch integrierten Technologie.

Die dritte Komponente

$$\left(\frac{dI_{C1}}{I_{C1}\,dT} - \frac{dI_{C2}}{I_{C2}\,dT} \right) \frac{kT}{q}$$

entsteht infolge der relativen Temperaturabhängigkeit der Kollektorströme I_{C1}, I_{C2}. Setzt man einen idealen Verstärker A_x voraus, so ist die relative Temperaturänderung der Kollektorströme nach Gl. (3.9) gleich dem relativen Temperaturkoeffizienten a_{21} der Kollektorwiderstände:

$$\frac{dI_{C1}}{I_{C1}\,dT} - \frac{dI_{C2}}{I_{C2}\,dT} = \frac{dR_{C2}}{R_{C2}\,dT} - \frac{dR_{C1}}{R_{C1}\,dT} = a_{21}.$$

Dieser Wert liegt in der Größenordnung von $100 \cdot 10^{-6}/°C$ bei diffundierten Widerständen und im Bereich $10 \cdot 10^{-6}/°C$ bis $1 \cdot 10^{-6}/°C$ bei Metall-Dünnfilmwiderständen. Der entsprechende Beitrag der dritten Komponente beträgt 2,5 bis 0,025 μV/°C für Raumtemperatur.

Wie zu sehen ist, setzen die beiden sekundären Komponenten

$$-\Delta n \frac{k}{q} + a_{21} \frac{kT}{q} \tag{3.21}$$

eine praktische Grenze für die Reduzierung der Temperaturdrift durch Nullstellen der Eingangsoffsetspannung $E_{os} \to 0$, es sei denn, es wird eine teure Paarung diskreter Transistoren und Widerstände ($\Delta n \to 0$, $a_{21} \to 0$) betrieben.

Die extrem niedrige Temperaturdrift in der Größenordnung von 0,1 μV/°C kann in jedem Fall jedoch nur bei monolithischen Dualtransistoren erreicht werden, bei denen sich die nötige Temperaturgleichheit beider Transistoren sichern läßt. Und das ist der dritte Vorteil der monolithisch integrierten Technologie.[1])

Mit Hilfe dieser Schlußfolgerungen können wir die eingangs dieses Abschnittes getroffenen Feststellungen präzisieren. Wegen der beiden sekundären Driftkomponenten (und auch der anderen Verstärkerstufen wegen) ist ein vollständiges Nullstellen sowohl des Offsets als auch der Temperaturdrift einer Bipolardifferenzstufe nur mit zwei voneinander unabhängigen Abgleichvorgängen möglich [16].

Nach Gl. (3.20) muß es möglich sein, die sekundären Driftkomponenten durch eine beabsichtigte Primärkomponente E_{os}/T, d.h. wieder durch Unsymmetrie der Kollektorströme, zu kompensieren. Die *Bedingung für den temperaturstabilen Zustand* $\mathrm{d}E_{os}/\mathrm{d}T = 0$,

$$\frac{R_{C2}}{R_{C1}} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}} \, e^{(\Delta n - a_{21} T)}, \tag{3.22}$$

gemäß den Gleichungen (3.20) und (3.11), ähnelt der Nullstellbedingung für die Offsetspannung selbst ($E_{os} = 0$, s. Gl. (3.12)). Die beiden Bedingungen stimmen jedoch nur im speziellen Fall vernachlässigbarer sekundärer Komponenten $\Delta n = 0$, $a_{21} = 0$ überein. Im allgemeinen wird eine unkompensierte Eingangsoffsetspannung

$$E_{os} = (\Delta n - a_{21} T)\, U_T \tag{3.23}$$

übrigbleiben, die durch irgendeinen anderen Abgleichvorgang nullgestellt werden muß. Das kann extern (irgendwo in der Operationsschaltung) oder intern geschehen, z.B. durch Einschalten kleiner abgleichbarer Widerstände in Reihe mit den Emittern von T_1, T_2.

Der Nutzen dieser ziemlich komplizierten und aufwendigen Zweischrittkompensation von Offset und Drift wird jedoch infolge des nichtlinearen Verhaltens des zweiten Terms in Gl. (3.19) etwas gemindert. Auf alle Fälle wird die auf diese Weise erzielbare Driftverbesserung mit Hilfe eines unangemessen großen Aufwandes (durch zyklische Temperaturänderungen) erkauft, und deshalb auch nur selten angewandt. Als perspektivische Lösungen bleiben Einschrittabgleich von Offset und Drift nach Gln. (3.11) bis (3.13) und die Unterdrückung der sekundären Driftkomponenten mittels einer vollkommenen Technologie.

[1]) Es gibt in der Elektronik kaum eine Analogie dazu, in welch hohem Maße sich die Temperaturkoeffizienten der Basis-Emitter-Spannungen bei guten monolithischen Dualtransistoren gegenseitig kompensieren. Der Originalwert von −2400 μV/°C eines Einzeltransistors wird auf 0,2 μV/°C relative Temperaturdrift herabgedrückt. Zur Verdeutlichung sei gesagt, daß ein gleichmäßiger Temperaturanstieg eines solchen monolithischen Paares um 100°C einen kleineren Fehler verursacht, als nur 0,01 °C Temperaturdifferenz zwischen den beiden Transistoren.

3.1.3. Auswirkung der anderen Verstärkerstufen

Zur Vervollständigung sollen die Auswirkungen der anderen Verstärkerstufen berücksichtigt werden. Die realen Eigenschaften des Verstärkers A_x, repräsentiert durch seine Differenzeingangsspannung u_{dx} und Eingangsströme i_x^-, i_x^+, äußern sich in einer Korrektur der Gl. (3.9),

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{R_{C2}}{R_{C1}} \left(1 + \frac{u_{dx} + R_{C2} i_x^- - R_{C1} i_x^+}{R_{C2} I_{C2}}\right),$$

und durch eine zusätzliche Eingangsoffsetspannung nach Gl. (3.7)

$$E_{osx} = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{u_{dx} + R_{C2} i_x^- - R_{C1} i_x^+}{R_{C2} I_{C2}}\right). \tag{3.24}$$

In der Praxis ist immer die Näherung

$$E_{osx} \approx \frac{u_{dx} + R_{C2} i_x^- - R_{C1} i_x^+}{A_1} \tag{3.25}$$

möglich, worin

$$A_1 = g_m R_C = \gamma_m R_C I_C = \frac{q}{kT} R_C I_C = \frac{R_C I_C}{U_T} \tag{3.26}$$

die *Differenzverstärkung der Eingangsstufe*, R_C der Nennwert der Kollektorwiderstände und $I_C \approx I/2$ der Nennkollektorstrom sind.

Die Größe der Verstärkung A_1 ist mit dem Verhältnis des Ruhespannungsabfalls $R_C I_C$ über den Kollektorwiderständen zur Temperaturspannung U_T gegeben. Für $R_C I_C = 2{,}5$ V ergibt sich bei Raumtemperatur $A_1 = 100$. Bei gut entworfenen Operationsverstärkern überschreitet die Gesamtgröße des Terms $u_{dx} + R_{C2} i_x^- - R_{C1} i_x^+$ nicht den Wert von 10 bis 1 mV, so daß die Größe der zusätzlichen Eingangsoffsetspannung E_{osx} unter 100 bis 10 µV bleibt. Das stimmt mit der bekannten Tatsache überein, daß der Beitrag der Eingangsstufe zum Gesamtoffset dominiert. Ähnliches gilt auch für die Eingangsdrift.

3.1.4. Eingangsbiasstrom und Eingangsoffsetstrom

Die Eingangsbiasströme I_b^- und I_b^+ des untersuchten Operationsverstärkers sind gleich den Basisströmen I_{B1} und I_{B2} der Eingangstransistoren. Da die Stromverstärkung des Bipolartransistors sowohl technologisch als auch analytisch schwierig zu beherrschen ist, werden die weiteren Überlegungen durch die Annahme eines symmetrischen Kollektorkreises der Eingangsstufe $I_{C1} = I_{C2}$ vereinfacht.

Mit den Bezeichnungen nach Bild 3.1 a gilt näherungsweise

$$\left.\begin{aligned} I_b^- &= \frac{I}{2(\beta_1 + 1)}, \\ I_b^+ &= \frac{I}{2(\beta_2 + 1)}, \end{aligned}\right\} \tag{3.27}$$

wobei β_1 und β_2 die Stromverstärkungen der Transistoren T_1 und T_2 sind. Der *Eingangsbiasstrom* I_b und der *Eingangsoffsetstrom* I_{os} werden entsprechend Gl. (2.3) und mit

$\beta = (\beta_1 + \beta_2)/2$ und $\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1$

$$I_b = \frac{I}{2(\beta + 1)}, \tag{3.28}$$

$$I_{os} = I_b \frac{\Delta\beta}{\beta}. \tag{3.29}$$

Die zwei direkten Möglichkeiten zur Verringerung des Eingangsbiasstromes sind: Verringerung des Stromes I und Vergrößerung der Stromverstärkung β. Beide Methoden werden genutzt, aber für beide gelten auch Einschränkungen.

Geringe Arbeitskollektorströme haben eine niedrige Transitfrequenz, eine kleine Eingangs- und sehr oft auch Ausgangs-Slewrate sowie eine große Rauschspannung zur Folge. Außerdem geht der Vorteil dieser Methode dadurch etwas verloren, daß die Stromverstärkung bei kleineren Kollektorströmen reduziert wird.

Eine hohe Stromverstärkung wird durch Einengung der Basiszone erzielt. Das führt jedoch zu einer kleinen Kollektordurchbruchsspannung und zu einem hohen Kollektorleitwert.[1]) Typische Werte für Universal-Operationsverstärker sind $\beta = 100$ und $I = 20\,\mu$A. Der entsprechende Eingangsbiasstrom ist $I_b = 100$ nA.

Der Eingangsoffsetstrom hängt außerdem von der relativen Differenz der Stromverstärkungen beider Transistoren ab. Für $\Delta\beta/\beta = 10$ bis 1 % wird im obigen Fall $I_{os} = 10$ bis 1 nA.

Die *Temperaturdrift des Eingangsbiasstromes*

$$\frac{dI_b}{dT} = -I_b \left(\frac{d\beta}{\beta\, dT} - \frac{dI}{I\, dT}\right) \tag{3.30}$$

ist vor allem auf einen temperaturabhängigen Anstieg der Stromverstärkung der Eingangstransistoren zurückzuführen. Als informativer, experimentell gestützter Richtwert gilt [18]

$$\frac{d\beta}{\beta\, dT} = +1\,\%/°C, \tag{3.31}$$

wonach sich die Stromverstärkung um etwa 1 % je Grad Temperaturerhöhung vergrößert. Mit dieser Abschätzung ergibt sich die Hauptkomponente der Temperaturdrift zu

$$\frac{dI_b}{dT} = -1\,\%/°C \times I_b \tag{3.30a}$$

oder $dI_b/dT = -1$ nA/°C im obigen Zahlenbeispiel.

Diese Hauptkomponente der Temperaturdrift kann mit einer gezielten Temperaturabhängigkeit des Stromes I kompensiert werden, wie sich aus Gl. (3.30) ablesen läßt.

Die *Temperaturdrift des Eingangsoffsetstromes* läßt sich analog zu

$$\frac{dI_{os}}{dT} = -I_{os} \left(\frac{d\beta}{\beta\, dT} - \frac{dI}{I\, dT}\right) \tag{3.32}$$

ausdrücken, da die Temperaturabhängigkeit der relativen Differenz $\Delta\beta/\beta$ nur sekundär ist. Die Hauptkomponente der Temperaturdrift nach Gl. (3.32) wird wieder angenähert

[1]) *Super-beta-Transistoren* erreichen bei einem Kollektorstrom von 1 µA eine Stromverstärkung von 5000; ihre Kollektordurchbruchsspannung beträgt einige Volt [17].

durch

$$\frac{dI_{os}}{dT} = -1\,\%/°C \times I_{os} \tag{3.32a}$$

oder $dI_{os}/dT = -100$ pA/°C bei $I_{os} = 10$ nA.

3.1.5. Eingangsrauschen

Dem Rauschverhalten eines Bipolartransistors liegen vier Mechanismen zugrunde: thermisches Rauschen, Schrotrauschen, $(1/f)$-Rauschen und Funkelrauschen (Popcornrauschen). Wir betrachten zunächst die ersten drei dieser Rauscharten [19] bis [21].

Thermisches (Johnson-)Rauschen ist eine Folge unregelmäßiger thermischer Bewegung der freien Elektronen im Kristallgitter des gegebenen Materials (Widerstandes). Es ist unabhängig von der angelegten Spannung oder dem hindurchfließenden Strom. Das Ersatzschaltbild eines rauschenden Widerstandes R besteht aus der Reihenschaltung eines rauschfreien Widerstandes R mit einem Rauschspannungsgenerator E_n oder aus der Parallelschaltung mit einem Rauschstromgenerator $I_n = E_n/R$ (Bild 3.3a). Die Effektivwerte der Rauschspannung E_n und des Rauschstromes I_n, beobachtet in einem Frequenzband $\Delta f = f_2 - f_1$, sind

$$E_n = \sqrt{4kTR\,\Delta f} \quad \text{und} \quad I_n = \sqrt{(4kT/R)\,\Delta f}, \tag{3.33}$$

wobei $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K die Boltzmann-Konstante ist. In praktischen Einheiten, MΩ für R und Hz für Δf und bei Raumtemperatur, gilt

$$E_n = 0{,}13\,\mu\text{V} \times \sqrt{R\,\Delta f}, \qquad I_n = 0{,}13\,\text{pA} \times \sqrt{\Delta f/R}. \tag{3.33a}$$

Das thermische Rauschen ist ein *weißes Rauschen*, d. h., seine Spektraldichte $e_n = \sqrt{dE_n^2/df}$ oder $i_n = \sqrt{dI_n^2/df}$ nach Gl. (2.5a) ist frequenzunabhängig:

$$\left.\begin{aligned} e_n &= \sqrt{4kTR} = 0{,}13\,\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{R}, \\ i_n &= \sqrt{4kT/R} = 0{,}13\,\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}} \times 1/\sqrt{R}. \end{aligned}\right\} \tag{3.34}$$

R ist in MΩ einzusetzen

Das *Schrot- (Schottky-)Rauschen* wird von einem diskontinuierlichen Fluß des Stromes durch den pn-Übergang in diskreten Ladungsquanten – Elektronen und Löchern – verursacht. Das Ersatzschaltbild eines rauschenden pn-Überganges, durch den ein mittlerer Strom I in Fluß- oder Sperrichtung fließt, besteht aus einem nichtrauschenden pn-Übergang in Parallelschaltung mit einer Rauschquelle I_n (Bild 3.3b). Der Effektivwert des Rauschstromes I_n, beobachtet in einem Frequenzband Δf, ist

$$I_n = \sqrt{2qI\,\Delta f}, \tag{3.35}$$

worin $q = 1{,}60 \cdot 10^{-19}$ C die Ladung des Elektrons ist. In praktischen Einheiten, μA für I und Hz für Δf, ist

$$I_n = 0{,}57\,\text{pA} \times \sqrt{I\,\Delta f}. \tag{3.35a}$$

Das Schrotrauschen ist ebenfalls weiß mit einer Spektraldichte von

$$i_n = \sqrt{2qI} = 0{,}57\,\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{I}, \tag{3.36}$$

I ist in μA einzusetzen.

Die experimentelle Überprüfung der Ausdrücke Gln. (3.34) und (3.36) an realen Widerständen und Dioden zeigt eine gute Übereinstimmung zwischen den vorhergesagten Werten e_n und i_n und den Meßergebnissen in einem bestimmten mittleren Frequenzband. Unterhalb dieses Bandes steigt die Spektraldichte generell an. Dieses *Überschußrauschen (Funkelrauschen, (1/f)-Rauschen)* wird einem anderen, frequenzabhängigen Rauschmechanismus zugeschrieben. Es überlagert die beiden weißen Rauscharten und dominiert bei niedrigen Frequenzen. Dieses Überschußrauschen ist in allen bekannten elektronischen Komponenten, einschließlich Widerständen, vorhanden. Seine physikalische Ursache wurde noch nicht geklärt, aber es ist bekannt, daß ein Zusammenhang zur Technologie (zu Widerstandsinhomogenitäten, zu Oberflächenzuständen in Halbleiterschaltkreisen) besteht.

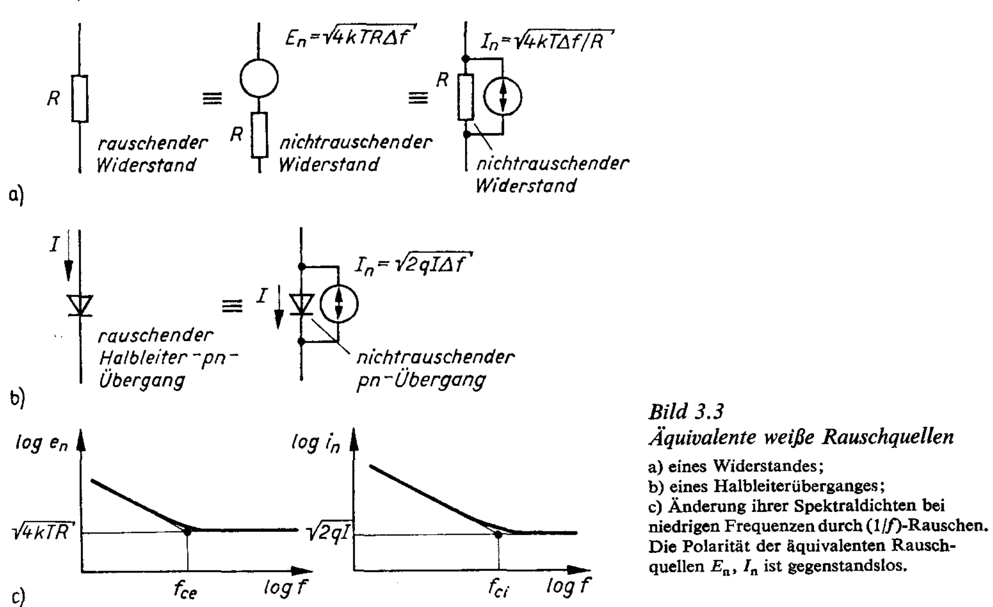


Bild 3.3
Äquivalente weiße Rauschquellen
a) eines Widerstandes;
b) eines Halbleiterüberganges;
c) Änderung ihrer Spektraldichten bei niedrigen Frequenzen durch (1/f)-Rauschen. Die Polarität der äquivalenten Rauschquellen E_n, I_n ist gegenstandslos.

Die Spektraldichte der Überschußrauschspannung oder des Überschußrauschstromes wird üblicherweise durch die Hyperbel $1/\sqrt{f}$[1]) approximiert, die sich in logarithmischen Koordinaten als eine Gerade mit der Steigung $-1/2$ Dekade/Dekade ergibt.

Häufig wird das angenäherte Überschußrauschen durch das (1/f)-Rauschen auch formal in das thermische und Schrotrauschen als deren Korrektur bei niedrigen Frequenzen eingeschlossen. Die korrigierten Spektraldichten sind dann

$$e_n = \sqrt{4kTR\,(1 + f_{ce}/f)} \quad \text{(Rauschen eines Widerstandes),} \tag{3.37}$$

$$i_n = \sqrt{2qI\,(1 + f_{ci}/f)} \quad \text{(Rauschen eines pn-Überganges).} \tag{3.38}$$

Die Frequenzen f_{ce} und f_{ci} sind die Eckfrequenzen der Rauschspektren $e_n(f)$ und $i_n(f)$ in logarithmischen Koordinaten (Bild 3.3c). Je nach Art des rauschenden Bauelementes liegen ihre Werte zwischen 1 Hz und 100 kHz, mit einem typischen Wert von rund 100 Hz.

[1]) Die Spektraldichte der *Überschußrauschleistung* läßt sich durch die Hyperbel $1/f$ approximieren. Daher stammt die Bezeichnung (1/f)-Rauschen.

Der *Bipolartransistor* besteht aus zwei sich gegenseitig beeinflussenden pn-Übergängen, seine zu erwartenden Ersatzrauschquellen zeigt Bild 3.4a. Der Fluß der diskreten Ladungsträger durch die Kollektor-Basis-Sperrschicht wird von einem Kollektor-Schrotrauschstrom I_{nC} mit der Spektraldichte

$$i_{nC} = \sqrt{2qI_C} \tag{3.39a}$$

begleitet. I_C ist der mittlere Kollektorstrom. Die Rekombination der Ladungsträger in der Basis ist von einem Basis-Schrotrauschstrom I_{nB} mit der Spektraldichte

$$i_{nB} = \sqrt{2qI_B} \tag{3.39b}$$

begleitet. I_B ist der mittlere Basisstrom. Der interne Basis-Widerstand $r_{BB'}$ schließlich wirkt als thermische Rauschspannungsquelle E_{nB} mit der Spektraldichte

$$e_{nB} = \sqrt{4kTr_{BB'}}. \tag{3.39c}$$

Alle drei Rauschquellen I_{nC}, I_{nB}, E_{nB} können durch eine äquivalente Rauschspannungsquelle E_{ni} in Reihe mit der Basis und von einer äquivalenten Rauschstromquelle I_{ni} parallel zum Basis-Emitter-Übergang ersetzt werden (Bild 3.4b). Die einzelnen äquivalenten Teilkomponenten sind unabhängig und addieren sich quadratisch.[1]) Die Komponenten E_{nB} und I_{nB} erscheinen direkt, die Komponente I_{nC} ist durch die „Verstärkung" des Transistors, d.h. durch seine Steilheit g_m oder Stromverstärkung β zu dividieren.

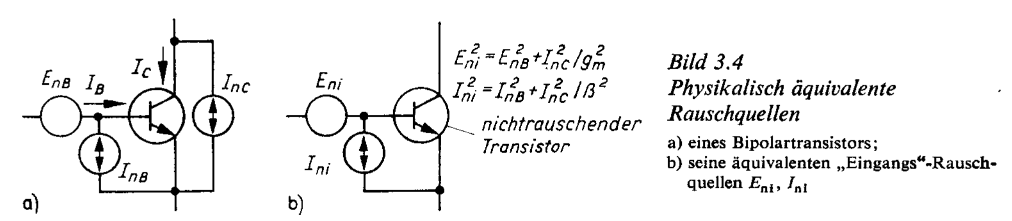


Bild 3.4
Physikalisch äquivalente Rauschquellen
a) eines Bipolartransistors;
b) seine äquivalenten „Eingangs"-Rauschquellen E_{ni}, I_{ni}

Die Spektraldichten der äquivalenten Rauschquellen E_{ni} und I_{ni} im Bereich des weißen Rauschens sind somit

$$e_{ni} = \sqrt{e_{nB}^2 + i_{nC}^2/g_m^2}, \qquad i_{ni} = \sqrt{i_{nB}^2 + i_{nC}^2/\beta^2}$$

oder, ausführlicher geschrieben,

$$e_{ni} = \sqrt{4kT(r_{BB'} + 1/2g_m)} = \sqrt{4kT(r_{BB'} + kT/2qI_C)}, \tag{3.40}$$

$$i_{ni} = \sqrt{2qI_B(1 + 1/\beta)} \approx \sqrt{2qI_B}. \tag{3.41}$$

Die äquivalente Spektraldichte des Rauschstromes i_{ni} ist fast allein durch die Basis-Schrotstromdichte i_{nB} nach Gl. (3.39b) gegeben; für $I_B = 100$ nA wird $i_{ni} = 0{,}18$ pA/$\sqrt{\text{Hz}}$.

Die äquivalente Spektraldichte der Rauschspannung e_{ni} hat zwei Komponenten.

Bei großen Kollektorströmen dominiert das thermische Rauschen des Basiswiderstandes $r_{BB'}$, dessen Spektraldichte e_{nB} gemäß Gl. (3.39c) ein für einen gegebenen Transistor erreichbares Minimum darstellt. Für $r_{BB'} = 100\ \Omega$ wird $(e_{ni})_{min} = 1{,}3$ nV/$\sqrt{\text{Hz}}$.

[1]) Die *Wurzel* aus der *Summe der Quadrate* zweier positiver Zahlen x und y ist die Zahl $z = \sqrt{(x^2 + y^2)}$. Für $x > 2y$ ist $z \approx x$ mit einem Fehler von weniger als 12%. Die Wurzel der Quadratsumme von zwei Zahlen, die um mehr als den Faktor zwei in ihrer Größe differieren, ist praktisch gleich dem Wert der größeren Zahl.

Der diesem Arbeitspunkt entsprechende hohe Pegel der Kollektorströme ist für Eingangstransistoren von Operationsverstärkern nicht üblich, weil er zu hohen Eingangsbiasströmen führt. Die notwendige Verkleinerung des Kollektorstromes hebt die zweite Komponente von e_{ni} als Ergebnis der verringerten Steilheit g_m an.[1]) Bei niedrigen Kollektorströmen, bei denen das Schrotrauschen dominiert, gilt also einfach

$$e_{ni} = \sqrt{\frac{2kT}{g_m}} = \frac{kT}{q} \cdot \sqrt{\frac{2q}{I_C}} = U_T \sqrt{\frac{2q}{I_C}}, \tag{3.40a}$$

$e_{ni} = 4{,}6\ \mathrm{nV}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$ für $I_C = 10\ \mu\mathrm{A}$.

Besonders der im monolithisch integrierten Schaltkreis verwendete Bipolartransistor ist mit einem weiteren Rauschen behaftet. Dieses Rauschen läßt sich weniger gut im Frequenzbereich als vielmehr im Zeitbereich untersuchen.

Man kann beobachten, daß die Eingangsbiasströme mancher monolithischer Operationsverstärker einiger Hersteller zufällige Sprünge zwischen zwei stabilen Pegeln zeigen, als würden sie durch zufällige Stromverstärkungsschwankungen der Eingangstransistoren verursacht. Die Größe dieser Sprünge liegt im Bereich von 10 pA bis 1 nA, mit einem typischen Wert von 100 pA. Ihre Dauer reicht von 1 ms bis 100 ms. Dieses ungewöhnliche *bistabile* oder *Popcornrauschen* hängt wieder von der Technologie ab, und einige Hersteller sind in der Lage, es zu beherrschen [22].

Wir kehren zum untersuchten Operationsverstärker zurück. Aus vielen praktischen, speziell aber aus meßtechnischen Gründen (Abschn. 5.), wird das integrale Rauschen des Operationsverstärkers in zwei Frequenzbänder unterteilt. Das Niederfrequenzrauschen, ausgedrückt in Spitzenwerten, umfaßt das Band von 0,01 Hz bis 1 Hz; das Breitbandrauschen, ausgedrückt in Effektivwerten, bedeckt das Band von 10 Hz bis 10 kHz. Bei der Formulierung von Ausdrücken für den Effektivwert des Rauschens folgen wir den Schlußfolgerungen im Abschn. 12., speziell den Gln. (12.21).

Ebenso wie im Fall von Offset und Drift rührt das Rauschen des im Bild 3.1 a gezeigten Operationsverstärkers hauptsächlich von den Transistoren T_1 und T_2 her, in geringerem Maße von den Kollektorwiderständen R_{C1}, R_{C2}, der Stromquelle I und den anderen Verstärkerstufen A_x.

Die *Eingangsrauschspannung* E_{ni} ist gleich der Wurzel aus der Summe der Quadrate der äquivalenten Rauschspannungen E_{ni1}, E_{ni2} der Eingangstransistoren. Ihre Spektraldichte e_n ist nach Gl. (3.40a)

$$\left.\begin{aligned} e_n &= e_{n0}\sqrt{(1 + f_{ce}/f)}, \\ e_{n0} &= 2\frac{kT}{q}\sqrt{\frac{q}{I_C}} = 2U_T\sqrt{\frac{q}{I_C}}. \end{aligned}\right\} \tag{3.42}$$

Der implizite Faktor $\sqrt{2}$ drückt einen gleichen Beitrag beider Teile der Differenzstufe aus.

In Gleichung (3.42) wurde formal um den $(1/f)$-Rausch-Term erweitert (s. Bild 3.5). Die Eckfrequenz f_{ce} ist eine zusammengesetzte Größe, die durch Messung bestimmt wird.

[1]) Der Grenzwert I_C, unterhalb dessen sich der Charakter der Rauschspannung E_{ni} vom thermischen zum Schrotrauschen verändert, ist nach Gl. (3.40)

$$I_C = \frac{kT}{2qr_{BB'}} = \frac{U_T}{2r_{BB'}},$$

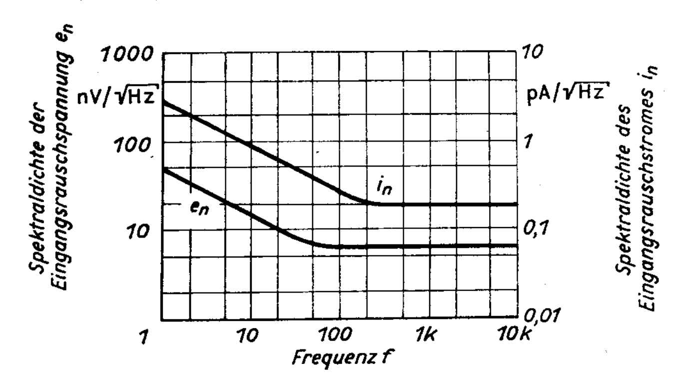
$I_C = 125\ \mu\mathrm{A}$ für $r_{BB'} = 100\ \Omega$. Der typische Kollektorstrom der Eingangstransistoren eines Universaloperationsverstärkers ist mindestens eine Größenordnung niedriger.

Die weiße Rauschkomponente ist $e_{n0} = 6{,}5\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Dieser Wert wie auch alle folgenden Zahlenwerte entsprechen einem Kollektorstrom von $I_C = 10\ \mu\text{A}$ und einem vernachlässigbaren thermischen Rauschen des Basisbahnwiderstandes.

Die integrale Rauschspannung E_n im Bereich des weißen Rauschens ist

$$E_n = e_{n0}\sqrt{f_2 - f_1}\,, \tag{3.43}$$

$E_n = 0{,}65\ \mu\text{V}_{\text{eff}}$ im Frequenzband $f_2 - f_1 = 10$ kHz. Dieser Wert ist eine gute Näherung der gesuchten Breitbandrauschspannung im Frequenzband 10 Hz bis 10 kHz [Gl. (12.21 c)].



Die Kennlinien repräsentieren Gl. (3.42) und (3.45) für $I_C = 10\ \mu\text{A}$ und $I_b = 100$ nA. Die weißen Rauschkomponenten sind $e_{n0} = 6{,}5\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ und $i_{n0} = 0{,}18\ \text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Die (1/f)-Rauschkomponenten setzen bei $f_{ce} = 50$ Hz und $f_{ci} = 200$ Hz ein. Die integrale Eingangsrauschspannung und der integrale Eingangsrauschstrom sind $E_n = 0{,}65\ \mu\text{V}_{\text{eff}}$ und $I_n = 18\ \text{pA}_{\text{eff}}$ in einem breiten Frequenzbereich von 10 Hz bis 10 kHz oder $E_n = 0{,}5\ \mu\text{V}_{\text{ss}}$ und $I_n = 27\ \text{pA}_{\text{ss}}$ in einem schmalen Frequenzbereich von 0,01 bis 1 Hz

Bild 3.5. Typische Spektraldichten der Eingangsrauschspannung und des Eingangsrauschstromes eines Bipolaroperationsverstärkers

Die Niederfrequenzrauschspannung im $(1/f)$-Rauschbereich ist

$$E_n = e_{n0}\sqrt{f_{ce}\ln f_2/f_1} \tag{3.44}$$

[Gl. (12.21 a)]. Sie hat im Frequenzband von 0,01 Hz bis 1 Hz bei $f_{ce} = 50$ Hz einen Wert von $E_n = 0{,}1\ \mu\text{V}_{\text{eff}}$, der einem Spitzenwert von etwa $E_n = 0{,}5\ \mu\text{V}$ als Spitze-Spitze-Wert entspricht.

Die *Eingangsrauschströme* I_n und I_n^+ sind gleich den äquivalenten Rauschströmen I_{ni1} und I_{ni2} der Transistoren T_1 und T_2. Ihre Spektraldichte ist nach Gl. (3.41)

$$\left.\begin{aligned} i_n &= i_{n0}\sqrt{1 + f_{ci}/f}\,, \\ i_{n0} &= \sqrt{2qI_b}\,, \end{aligned}\right\} \tag{3.45}$$

wobei I_b der Eingangsbiasstrom ist (Bild 3.5). Die weiße Rauschkomponente ist $i_{n0} = 0{,}18\ \text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ für $I_b = 100$ nA. Der integrale Rauschstrom I_n im Bereich des weißen Rauschens ist

$$I_n = i_{n0}\sqrt{f_2 - f_1}\,. \tag{3.46}$$

Im Frequenzband $f_2 - f_1 = 10$ kHz ist $I_n = 18\ \text{pA}_{\text{eff}}$, was auch dem gesuchten Breitbandrauschstrom im Frequenzband von 10 Hz bis 10 kHz nahekommt.

Der Niederfrequenzrauschstrom im $(1/f)$-Rauschbereich ist

$$I_n = i_{n0}\sqrt{f_{ci}\ln f_2/f_1}\,. \tag{3.47}$$

Im Frequenzband von 0,01 Hz bis 1 Hz und bei $f_{ci} = 200$ Hz hat er den Wert $I_n = 5{,}4\ \text{pA}_{\text{eff}}$, der einem Spitzenwert von etwa $I_n = 27\ \text{pA}_{\text{ss}}$ entspricht.

3.1.6. Differenzeingangswiderstand

Der Eingangsbiasstrom I_b nach Gl. (3.28) bestimmt auch die Größe des *Differenzeingangswiderstandes* R_d. Im Falle der einfachen symmetrischen Differenzstufe läßt sich leicht finden

$$R_d = 2\frac{kT}{qI_b} = 2\frac{U_T}{I_b}. \tag{3.48}$$

Für $I_b = 100$ nA ist $R_d = 500$ kΩ bei Raumtemperatur.

3.1.7. Gleichtaktunterdrückung und Gleichtakteingangswiderstände

Für die Berechnung des Gleichtakteingangswiderstandes und der Gleichtaktunterdrükkung ist es notwendig, noch einen Effekt in das mit den Gleichungen (3.1) und (3.2) gegegebene Transistormodell einzuführen – die Spannungsabhängigkeit des Sättigungsstromes I_s und der Stromverstärkung β, die durch die Basis-Breitenmodulation *(Early-Effekt)* verursacht wird.

Die effektive Basisbreite w unterscheidet sich von der metallurgischen Basisbreite durch den Basisanteil zwischen der Emitter- und Kollektorverarmungszone [23]. So, wie die Kollektor-Basis-Sperrspannung ansteigt, dehnt sich die Kollektorverarmungszone aus, und die effektive Basisbreite wird kleiner. Als Konsequenz steigen I_S und β an [Gl. (3.3)].

Obwohl die Abhängigkeit der effektiven Basisbreite w von der Kollektor-Basis-Spannung U_{CB} vom Dotierungsprofil beeinflußt wird, kann diese durch den einfachen Ausdruck

$$w \sim (1 + U_{CB}/U_A)^{-1}$$

ausreichend genau angenähert werden. U_A ist eine Konstante, *Early-Spannung* genannt [24]. Mit dieser Approximation wird nach Gl. (3.3)

$$I_S = I_{S0}\left(1 + \frac{U_{CB}}{U_A}\right), \tag{3.49}$$

$$\beta = \beta_0\left(1 + \frac{U_{CB}}{U_A}\right). \tag{3.50}$$

I_{S0} und β_0 sind Sättigungsstrom und Stromverstärkung bei $U_{CB} = 0$.

Eine typische Größe für die Early-Spannung von Eingangstransistoren eines Operationsverstärkers ist $U_A = 50$ V. Mit anderen Worten, Sättigungsstrom I_S und Stromverstärkung β steigen um rund 2% ihres Grundwertes I_{S0} und β_0 je Volt Kollektor-Basis-Spannung U_{CB}. Die Fertigungstoleranz der Early-Spannung ist typisch 50% für nicht ausgesuchte Transistoren einer technologischen Type und 10 bis 0,1 % für monolithische Dualtransistoren.

Bei der Approximation der Funktion $I_S(U_{CB})$ und $\beta(U_{CB})$ durch die Gleichungen (3.49) und (3.50) gibt es keinen Unterschied im *Kollektorleitwert* $g_C = \partial I_C/\partial U_{CB}$ bei konstantem Basisstrom I_B (offener Basiskreis) und bei konstanter Basis-Emitter-Spannung (geschlossener Basiskreis). Nach Gl. (3.1) und Gl. (3.49) oder (3.2) und (3.50) ergibt sich dieser in beiden Fällen übereinstimmend zu

$$g_C = \frac{I_C}{U_{CB} + U_A} = \frac{I_{C0}}{U_A}. \tag{3.51}$$

I_{C0} ist der Kollektorstrom bei $U_{CB} = 0$. Die Gleichung (3.51) gestattet die Bestimmung der Early-Spannung aus einem Katalogwert des Kollektorleitwertes in Emitterschaltung. Gl. (3.51) gibt auch eine anschauliche Interpretation von U_A als einem Teilabschnitt, der durch die extrapolierten Kollektorcharakteristiken $I_C(U_{CB})$ auf der negativen U_{CB}-Achse bestimmt ist (Bild 3.6).

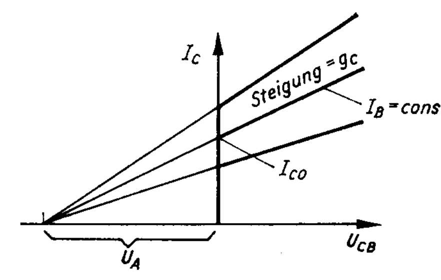


Bild 3.6
Interpretation der Early-Spannung U_A in denKollektorkennlinien $I_C(U_{CE})$ (mit der Näherung $U_{CE} \approx U_{CB}$)

Die reziproke Early-Spannung hat die Bedeutung eines *stromnormierten Kollektorleitwertes* $\gamma_C = g_C/I_C$,

$$\gamma_C = \frac{1}{U_{CB} + U_A} \approx \frac{1}{U_A}, \tag{3.52}$$

wie auch aus Gl. (3.51) ersichtlich ist. Wir stellen fest, daß ebenso wie die normierte Steilheit γ_m auch der normierte Kollektorleitwert γ_C unabhängig vom Strom ist.

Zur Berechnung der Parameter X_0 und R_{cm} sind die im Abschn. 2.1.5. gegebenen alternativen Definitionen geeignet.

Die *Gleichspannungs-Gleichtaktunterdrückung* X_0 ist gegeben durch $X_0 = 1/(\mathrm{d}E_{os}/\mathrm{d}u_{cm})$ oder

$$\frac{1}{X_0} = \frac{\mathrm{d}U_{BE1}}{\mathrm{d}u_{cm}} - \frac{\mathrm{d}U_{BE2}}{\mathrm{d}u_{cm}}.$$

u_{cm} ist die Gleichtakteingangsspannung. Für die Differentiation der Abhängigkeit $U_{BE}(u_{cm})$ wird ein indirektes Verfahren angewendet. Die Differentiation von $I_C = I_C(U_{BE}, U_{CB})$ liefert

$$\mathrm{d}I_C = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}}\,\mathrm{d}U_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{CB}}\,\mathrm{d}U_{CB} = g_m\,\mathrm{d}U_{BE} + g_C\,\mathrm{d}U_{CB},$$

und daraus folgt

$$\frac{\mathrm{d}U_{BE}}{\mathrm{d}U_{CB}} = -\frac{g_C}{g_m} + \frac{kT}{q}\,\frac{\mathrm{d}I_C}{I_C\,\mathrm{d}U_{CB}}.$$

Schreibt man diesen Ausdruck für beide Transistoren und verwendet die Beziehung $U_{CB} + u_{cm}$ = konst., so findet man

$$\frac{1}{X_0} = \frac{g_{C1}}{g_{m1}} - \frac{g_{C2}}{g_{m2}} + \frac{kT}{q}\left(\frac{\mathrm{d}I_{C1}}{I_{C1}\,\mathrm{d}u_{cm}} - \frac{\mathrm{d}I_{C2}}{I_{C2}\,\mathrm{d}u_{cm}}\right). \tag{3.53}$$

Innerhalb des Gültigkeitsbereiches von Gl. (3.9) ist der Klammerausdruck jedoch Null und

$$\frac{1}{X_0} = \frac{g_{C1}}{g_{m1}} - \frac{g_{C2}}{g_{m2}} = \frac{\gamma_{C1} - \gamma_{C2}}{\gamma_m}. \tag{3.54}$$

Dieses Ergebnis ist sehr bedeutsam: Unter der Voraussetzung eines vernachlässigbaren Offsets der folgenden Stufen hängt die Gleichtaktunterdrückung nicht von der Qualität (dem Innenwiderstand) der Stromquelle I[1]) ab, (s. Schlußfolgerungen im Abschn. 3.1.1.), und sie ist sogar unabhängig vom Kollektorarbeitsstrom, da nach Gln. (3.5) und (3.52) gilt:

$$\frac{1}{X_0} = \frac{kT}{q}\left(\frac{1}{U_{CB} + U_{A1}} - \frac{1}{U_{CB} + U_{A2}}\right) \approx \frac{U_T\,\Delta U_A}{U_A^2}. \tag{3.55}$$

Hierbei ist $U_A = (U_{A1} + U_{A2})/2$ und $\Delta U_A = U_{A2} - U_{A1}$. Bei $U_A = 50$ V wird $X_0 \approx 70$ dB für nicht ausgesuchte diskrete Transistoren ($\Delta U_A/U_A \approx 50\%$) oder $X_0 \approx 90$ bis 130 dB für monolithische Dualtransistoren ($\Delta U_A/U_A = 10$ bis $0{,}1\%$).

Ähnlich kann der *Gleichtakteingangswiderstand* R_{cm} alternativ als $R_{cm} = 1/(\mathrm{d}I_b/\mathrm{d}u_{cm})$ ausgedrückt werden oder mit Gl. (3.28)

$$\frac{1}{R_{cm}} = \frac{1}{2(\beta + 1)}\,\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}u_{cm}} + \frac{g_C}{\beta + 1}.$$

$\mathrm{d}I/\mathrm{d}u_{cm}$ ist der interne Leitwert der Stromquelle I. In der Regel ist $\mathrm{d}I/\mathrm{d}u_{cm} \ll g_C$, so daß gilt:

$$R_{cm} = \frac{\beta + 1}{g_C} \approx \frac{U_A}{I_b}, \tag{3.56}$$

s. Gl. (3.48). Bei $U_A = 50$ V und $I_b = 100$ nA wird $R_{cm} \approx 500\ \mathrm{M\Omega}$.

3.2. Operationsverstärker mit FET-Eingang

Feldeffekttransistoren in der Eingangsstufe des Operationsverstärkers (Bild 3.7a) haben eine wesentliche Verringerung der Eingangsströme und eine wesentliche Erhöhung der Eingangswiderstände zur Folge. Leider ist diese Verbesserung – verglichen mit der bipolaren Eingangsstufe – von einer schlechteren Stabilität der Eingangsoffsetspannung begleitet. Im folgenden werden wir uns hauptsächlich mit diesem kritischen Parameter beschäftigen.

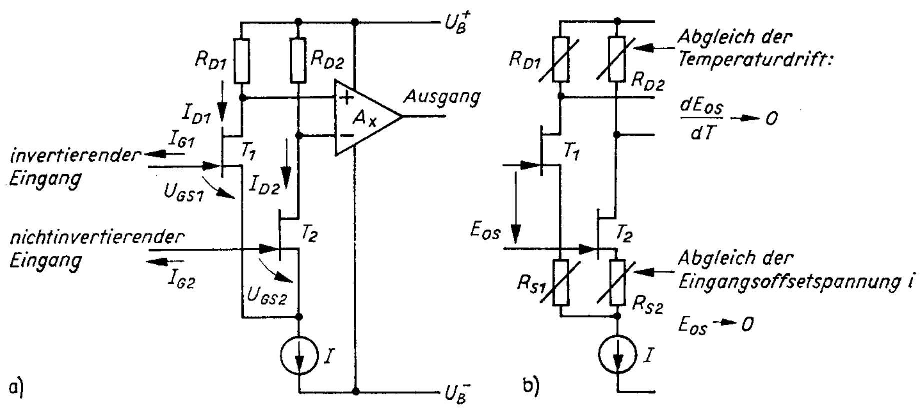


Bild 3.7. FET-Eingangsstufe

a) FET-Differenzeingangsstufe; b) eine Modifikation, die die Kompensation des Eingangsoffsets und der Temperaturdrift durch Abgleich von Source- und Drainwiderständen ermöglicht

[1]) Gilt für die untersuchte bipolare Differenzstufe. Im allgemeinen gilt das nicht für eine Differenzstufe mit eingeschalteten Emitterwiderständen, s. auch Abschnitt 3.2.4.

Die schlechtere Reproduzierbarkeit bei der Herstellung und die schlechtere Stabilität der FET-Charakteristika widerspiegeln sich auch in einer weniger exakten analytischen Beschreibung des FET-Verhaltens. Benutzt man die quadratische Approximation [25], so wird die statische Übertragungsscharakteristik eines n-Kanal-FET, der sich in der Sättigung befindet, mit

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \quad \text{oder} \quad U_{GS} = U_P\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) \tag{3.57}$$

beschrieben. Mit Bezug auf Bild 3.8 bedeuten die Symbole:

I_D Drainstrom,
U_{GS} Gate-Source-Spannung, $U_{GS} \leq 0$,
I_{DSS} *Drainsättigungsstrom* bei $U_{GS} = 0$,
U_P *Abschnürspannung* oder *Pinch-off-Spannung*, $U_P < 0$.

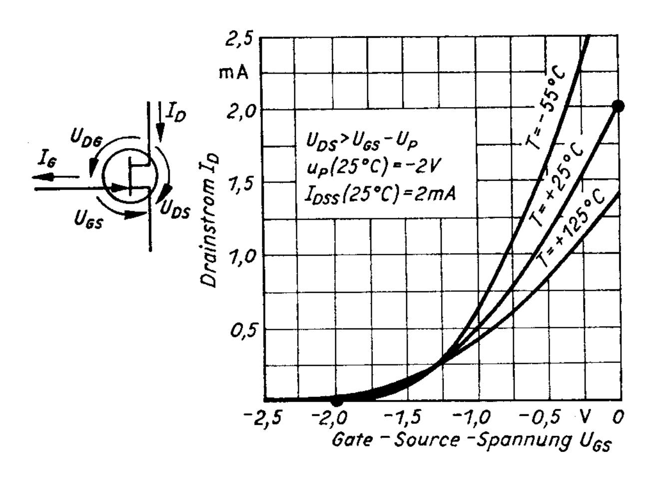


Bild 3.8
Die statische Übertragungskennlinie $I_D(U_{GS})$ eines FET, durch eine quadratische Funktion entsprechend Gl. (3.57) angenähert
Die Kennlinien bei verschiedenen Temperaturen *T* schneiden sich annähernd in einem einzigen (optimalen) Punkt

Die Fertigungsstreuung der Parameter U_P und I_{DSS} ist groß, aber korreliert. Sie wird durch die schwer beherrschbare Kanaldicke h verursacht [9, S. 250]:

$$U_P = \Phi - Ah^2, \tag{3.58}$$

$$I_{DSS} = B\mu_n \frac{U_P^2}{h}. \tag{3.59}$$

A und B sind positive Konstanten; charakteristisch für einen bestimmten technologischen Typ und ziemlich unempfindlich gegenüber Produktionsschwankungen. Φ ist das Kontaktpotential von Gate und Kanal, und μ_n ist die Elektronenbeweglichkeit im Kanal.

Die Kanaldicke eines FET hat eine ähnlich entscheidende Bedeutung wie die Basisbreite beim Bipolartransistor. Während jedoch der Sättigungsstrom und die Stromverstärkung eines Bipolartransistors einfach umgekehrt proportional zur Basisbreite sind, werden der Sättigungsstrom und die Abschnürspannung eines FET in viel höherem Grade von der Streuung der Kanaldicke beeinflußt.

Die Fertigungstoleranz der Kanaldicke h beträgt bis zu 100%. Die entsprechenden Werte der Abschnürspannung U_P bewegen sich von -1 bis -3 V, die Werte des Sättigungsstromes I_{DSS} von 1 bis 3 mA, Standardkanalgröße vorausgesetzt. Wegen dieser Streuung ist die Benutzung ungepaarter Transistoren in der Differenzeingangsstufe aus-

geschlossen, der Paarungsprozeß selbst wird sehr schwierig. In bezug auf die Kosten und die Kenndaten ist nur der Doppel-FET, entweder als separates Bauelement oder als Teil eines integrierten Operationsverstärkers, eine akzeptable Lösung. Die Paarungsfehler überschreiten kaum 30 bis 3 mV bei der Abschnürspannung U_P und 3 % bis 0,3 % beim Sättigungsstrom I_{DSS}, entsprechend einer relativen Streuung der Kanaldicke h von 1 % bis 0,1 %. Die folgenden Diskussionen betreffen nur einen solchen monolithischen Doppel-FET.

Die *Steilheit* eines FET $g_m = \partial I_D / \partial U_{GS}$ bei einem Drain-Arbeitsstrom I_D ist

$$g_m = \frac{2 I_{DSS}}{-U_P} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}. \tag{3.60}$$

Die stromnormierte Steilheit $\gamma_m = g_m / I_D$,

$$\gamma_m = \frac{2}{-U_P} \sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_D}} = \frac{2}{U_{GS} - U_P} \tag{3.61}$$

ist keine Konstante wie beim Bipolartransistor, sondern wird größer, wenn der Kanal geöffnet wird. In einem bestimmten Arbeitspunkt, der später noch ermittelt wird, erreicht die normierte Steilheit einen charakteristischen Wert von

$$\gamma_{mZ} = \frac{2}{\dfrac{2T}{m} \dfrac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}T}} \approx \frac{1}{330\ \mathrm{mV}} \approx 3\ \mathrm{V}^{-1}, \tag{3.62}$$

der sich bei Transistoren eines bestimmten technologischen Typs nur wenig ändert und der für alle FETs praktisch gleich ist. In dieser Eigenschaft ähnelt der Sperrschicht-FET dem Bipolartransistor, jedoch mit einem großen quantitativen Unterschied: Die normierte Steilheit γ_{mZ} des FET in diesem optimalen Arbeitspunkt ist mehr als eine Größenordnung niedriger als die des Bipolartransistors. Später werden wir sehen, welch ungünstige Konsequenzen das für die Stabilität der Eingangsspannung eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang hat [26].

Die reziproke Steilheit ist gleich dem *differentiellen Source-Widerstand* $r_S = \partial U_{GS} / \partial I_D$,

$$r_S = \frac{-U_P}{2 I_{DSS}} \sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_D}} = \frac{1}{g_m}. \tag{3.63}$$

Und im optimalen Arbeitspunkt gilt:

$$r_{SZ} = \frac{\dfrac{2T}{m} \dfrac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}T}}{2 I_{DZ}} \approx \frac{330\ \mathrm{mV}}{I_{DZ}}, \tag{3.63 a}$$

$r_{SZ} \approx 1{,}65\ \mathrm{k\Omega}$ bei $I_{DZ} = 200\ \mu\mathrm{A}$.

Der *Temperaturkoeffizient der Gate-Source-Spannung* $\partial U_{GS} / \partial T$ bei konstantem Drainstrom wird durch eine Verringerung sowohl des Kontaktpotentials Φ als auch der Elektronenbeweglichkeit μ_n bei steigender Temperatur verursacht. Das führt einerseits zu einem absoluten Anwachsen der Abschnürspannung U_P entsprechend Gl. (3.58) und andererseits zu einem Absinken des Sättigungsstromes I_{DSS} entsprechend Gl. (3.59). Die Effekte sind einander entgegengesetzt und können sich bei einem bestimmten optimalen Drain-

strom aufheben. Entsprechend den Gln. (3.57) und (3.58) und unter Berücksichtigung der Temperaturunabhängigkeit der Konstanten A erhalten wir

$$\frac{\partial U_{GS}}{\partial T} = \frac{d\Phi}{dT} + \sqrt{I_D} \times \frac{d}{dT}\left(\frac{-U_P}{\sqrt{I_{DSS}}}\right).$$

Der *optimale Drainstrom* I_{DZ} für den kompensierten Zustand $\partial U_{GS}/\partial T = 0$ erfüllt die Bedingung [27]

$$\frac{d\Phi}{dT} + \sqrt{I_{DZ}} \times \frac{d}{dT}\left(\frac{-U_P}{\sqrt{I_{DSS}}}\right) = 0. \quad (3.64)$$

Nach Einsetzen in die obige Gleichung ergibt sich die fundamentale Abhängigkeit des Temperaturkoeffizienten der Gate-Source-Spannung vom Drainstrom in einer kompakteren Form:

$$\frac{\partial U_{GS}}{\partial T} = -\frac{d\Phi}{dT}\left(\sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}} - 1\right). \quad (3.65)$$

Bei kleinen Drainströmen ($I_D < I_{DZ}$) dominiert die Verringerung des Kontaktpotentials mit der Temperatur ($d\Phi/dT < 0$), und der resultierende Temperaturkoeffizient $\partial U_{GS}/\partial T$ ist negativ. Bei höheren Drainströmen ($I_D > I_{DZ}$) dominiert die Verringerung der Elektronenbeweglichkeit mit steigender Temperatur, und der resultierende Temperaturkoeffizient $\partial U_{GS}/\partial T$ ist positiv (Bild 3.9).

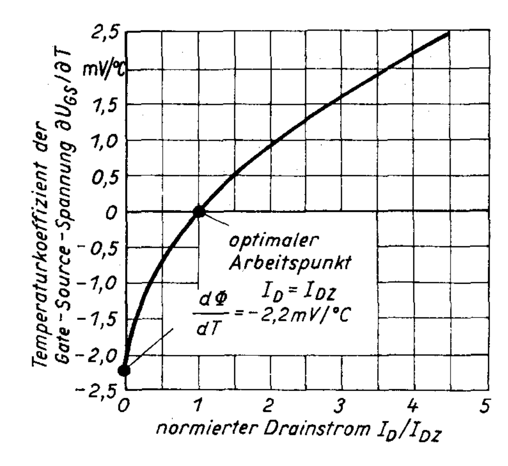


Bild 3.9
Die Stromabhängigkeit des Temperaturkoeffizienten der Gate-Source-Spannung, $\partial U_{GS}/\partial T = 2{,}2\ mV/°C \times (\sqrt{I_D/I_{DZ}} - 1)$

Bisher wurde keine Annahme zur konkreten Temperaturabhängigkeit der Elektronenbeweglichkeit μ_n gemacht, die implizit in dem Term $-U_P/\sqrt{I_{DSS}}$ enthalten ist. Die Grundgleichung (3.65) ist allgemeingültig. Die konkrete Form der Temperaturabhängigkeit der Elektronenbeweglichkeit beeinflußt lediglich die Größe des optimalen Drainstromes I_{DZ} entsprechend Gl. (3.64).

Gl. (3.64) und folglich auch der optimale Drainstrom I_{DZ} sind im allgemeinen temperaturabhängig. Mit anderen Worten bedeutet das, daß nur eine differentielle (tangentiale) Kompensation bei einer Temperatur durch eine besondere Drainstromeinstellung möglich ist, während an anderen Punkten des Temperaturbereiches ein unkompensierter Rest übrig bleibt.

Der Temperaturkoeffizient des Kontaktpotentials $\mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}T$ hat die gleiche Hauptursache wie der Temperaturkoeffizient der Basis-Emitter-Spannung bei Bipolartransistoren – nämlich die Änderung der Eigenleitungsträgerdichte mit der Temperatur. Im allgemeinen gilt [28]:

$$\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}T} = -2{,}2\ \mathrm{mV/°C}. \tag{3.66}$$

Um die Größe des optimalen Drainstromes I_{DZ} zu bestimmen, wird die Temperaturabhängigkeit der Elektronenbeweglichkeit passend durch eine Hyperbel [9, S. 109] approximiert

$$\mu_{\mathrm{n}} \sim T^{-\mathrm{m}},$$

wobei der Exponent m bei gewöhnlichen Verunreinigungsdichten nahe 2 liegt. Damit ergibt sich aus Gl. (3.59)

$$\frac{-U_{\mathrm{P}}}{\sqrt{I_{\mathrm{DSS}}}} = CT^{\mathrm{m}/2},$$

worin C eine temperaturunabhängige Konstante ist.

Nach Einsetzen in die Gln. (3.64) und (3.57) ergeben sich die Koordinaten des optimalen Arbeitspunktes zu

$$I_{\mathrm{DZ}} = I_{\mathrm{DSS}} \left(\frac{\frac{2T}{m} \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}T}}{U_{\mathrm{P}}} \right)^2 \quad \text{und} \tag{3.67}$$

$$U_{\mathrm{GSZ}} = U_{\mathrm{P}} - \frac{2T}{m} \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}T}. \tag{3.68}$$

Für $m = 2$ und eine Raumtemperatur von $T = 300$ K gilt

$$\frac{2T}{m} \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}T} = -660\ \mathrm{mV} \quad \text{und damit}$$

$$I_{\mathrm{DZ}} = I_{\mathrm{DSS}} \left(\frac{0{,}66\ \mathrm{V}}{-U_{\mathrm{P}}} \right)^2, \tag{3.67a}$$

$$U_{\mathrm{GSZ}} = U_{\mathrm{P}} + 0{,}66\ \mathrm{V}. \tag{3.68a}$$

Die *optimale Gate-Source-Spannung* U_{GSZ} liegt bei praktisch allen FETs in einem konstanten Abstand von etwa 0,66 V über der Abschnürspannung U_{P} [29]. Das entsprechende Optimum des Drainstromes I_{DZ} ist jedoch einer Fertigungstoleranz unterworfen, die umgekehrt proportional zur Toleranz der Kanaldicke ist. Die Streuung der optimalen Ströme eines monolithischen Doppeltransistors ist folglich in den Grenzen von 1 % bis 0,1 % zu erwarten.

Der Nennwert des optimalen Drainstromes von kommerziell herstellbaren monolithischen Doppel-FETs reicht von 30 μA bei Elektrometertypen bis zu 5 mA bei Hochfrequenztypen, und seine Standardgröße beträgt 200 μA bei universellen Typen.

Mit dem optimalen Drainstrom I_{DZ} ist es möglich, die Übertragungscharakteristik nach Gl. (3.57) in die Form

$$U_{GS} = U_P - \frac{2T}{m}\frac{d\Phi}{dT}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}} = U_P + 0{,}66\sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}} \tag{3.69}$$

umzuschreiben, und die normierte Steilheit nach Gl. (3.61) in

$$\gamma_m = \frac{2}{-\frac{2T}{m}\frac{d\Phi}{dT}}\sqrt{\frac{I_{DZ}}{I_D}} = \frac{1}{330\,\text{mV}}\sqrt{\frac{I_{DZ}}{I_D}}. \tag{3.70}$$

Die Stromabhängigkeit des Temperaturkoeffizienten $\partial U_{GS}/\partial T$ nach Gl. (3.65) wird auf zweierlei Art und Weise ausgedrückt: Als Änderung des Temperaturkoeffizienten, bezogen auf die Änderung des Drainstromes

um ein Prozent oder

um den Betrag, der eine Änderung der Gate-Source-Spannung von 1 mV verursacht.

Entsprechend den Gln. (3.65) und (3.69) steigt der Temperaturkoeffizient um

$$\delta\frac{\partial U_{GS}}{\partial T} = -\frac{1}{2}\frac{d\Phi}{dT}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}}\frac{\delta I_D}{I_D} = 11\,\mu\text{V/°C}, \tag{3.71 a}$$

bei einem Anwachsen des Drainstromes um 1 % in der Umgebung des optimalen Drainstromes $I_D = I_{DZ}$, oder um

$$\delta\frac{\partial U_{GS}}{\partial T} = \frac{m}{2}\frac{\delta U_{GS}}{T} = 3{,}3\,\mu\text{V/°C}, \tag{3.71 b}$$

bei einem Anwachsen der Gate-Source-Spannung um 1 mV bei Raumtemperatur und $m = 2$.

Man beachte die große Differenz zwischen FETs und Bipolartransistoren in den Faktoren entsprechend den Gln. (3.71 a) und (3.18 b) einerseits und die praktische Übereinstimmung in den Faktoren entsprechend den Gln. (3.71 b) und (3.18 c) andererseits.

Der FET unterscheidet sich durch die Möglichkeit der selbsttätigen Temperaturkompensation günstig vom Bipolartransistor. Werden jedoch zwei Transistoren in einer Differenzstufe betrieben, ist dieser Umstand von geringer Bedeutung. Die Stabilität der Differenz der Gate-Source-Spannungen der beiden Transistoren wird zum entscheidenden Faktor. In dieser Beziehung ist der FET wesentlich schlechter. Zusätzlich zur niedrigen normierten Steilheit entsprechend Gl. (3.62) erweist sich die hohe Stromempfindlichkeit des Temperaturkoeffizienten entsprechend Gl. (3.71 a) als zweite Hauptursache für die schlechte Eingangsspannungsstabilität von Operationsverstärkern mit FET-Eingang, wie im folgenden zu sehen sein wird.

Diesen einleitenden Betrachtungen folgend, ist die *Eingangsoffsetspannung* $E_{os} = U_{GS1} - U_{GS2}$ eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang (Bild 3.7) durch

$$E_{os} = U_{GS1} - U_{GS2} = \Delta U_P + \frac{2}{\gamma_{m1}}\left(1 - \sqrt{\frac{I_{D2}}{I_{D1}}\frac{I_{DZ1}}{I_{DZ2}}}\right) \tag{3.72}$$

gegeben, und deren *Temperaturdrift* durch

$$\frac{\mathrm{d}E_{os}}{\mathrm{d}T} = -\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}T}\sqrt{\frac{I_{D1}}{I_{DZ1}}}\left(1 - \sqrt{\frac{I_{D2}}{I_{D1}}\frac{I_{DZ1}}{I_{DZ2}}}\right) + \frac{1}{\gamma_{m1}}\frac{\mathrm{d}I_{D1}}{I_{D1}\,\mathrm{d}T} - \frac{1}{\gamma_{m2}}\frac{\mathrm{d}I_{D2}}{I_{D2}\,\mathrm{d}T} \tag{3.73}$$

oder

$$\frac{\mathrm{d}E_{os}}{\mathrm{d}T} = \frac{m}{2}\frac{E_{os}}{T} - \frac{m}{2}\frac{\Delta U_P}{T} + \frac{1}{\gamma_{m1}}\frac{\mathrm{d}I_{D1}}{I_{D1}\,\mathrm{d}T} - \frac{1}{\gamma_{m2}}\frac{\mathrm{d}I_{D2}}{I_{D2}\,\mathrm{d}T}, \tag{3.74}$$

mit $\Delta U_P = U_{P1} - U_{P2}$. Die Indizes 1 und 2 beziehen sich auf die Transistoren T_1 und T_2. Der Einfachheit halber wurden in den obigen Gleichungen für beide Transistoren die gleichen Werte für T, m und $\mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}T$ angenommen.

Die Größe der Eingangsoffsetspannung und deren Temperaturdrift werden wieder durch die Übereinstimmung der Transistoren selbst und deren Drainarbeitsströme bestimmt. Anders als bei bipolaren Differenzstufen lassen sich jedoch diese Effekte in den Gln. (3.72) und (3.74) nicht einfach trennen. Der Klarheit wegen werden wir die einzelnen Funktionscharakteristika von Operationsverstärkern mit FET-Eingang einführen, indem wir diese schrittweise mit den entsprechenden Charakteristika von Verstärkern mit bipolarem Eingang vergleichen.

Die beiden wichtigen Kenngrößen normierte Steilheit und Stromempfindlichkeit des Temperaturkoeffizienten nach Gl. (3.71 a) hängen von der Wahl des Drainarbeitsstromes ab. Die Arbeit bei einem niedrigen Strom $I_D < I_{DZ}$ ist von einer erhöhten normierten Steilheit und einer verminderten Stromempfindlichkeit des Temperaturkoeffizienten zu Lasten der dynamischen Eigenschaften gekennzeichnet, bei $I_D > I_{DZ}$ umgekehrt. Entsprechend der künftigen Anwendung wird deshalb auch die Größe der Drainarbeitsströme der Eingangsstufe gewählt, niedriger als optimal oder nahezu optimal bei Universal- und Präzisionsverstärkern, aber höher als optimal bei schnellen Verstärkern. Für den Vergleich mit dem Bipolaroperationsverstärker beziehen sich die folgenden Betrachtungen auf eine optimale Wahl des Arbeitspunktes.

3.2.1. Eingangsoffsetspannung

Die Hauptkomponente der Eingangsoffsetspannung eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang wird durch die Fertigungstoleranz der Abschnürspannung

$$\Delta U_P = U_{P1} - U_{P2} \tag{3.75}$$

verursacht. Diese Komponente liegt im Bereich von 30 bis 3 mV und übersteigt die typische Eingangsoffsetspannung eines Bipolarverstärkers um mindestens eine Größenordnung.

Die zweite Komponente

$$\frac{1}{\gamma_m}\frac{\Delta I_{DZ}}{I_{DZ}}, \tag{3.76}$$

die durch die Fertigungsstreuung des optimalen Drainstromes $\Delta I_{DZ}/I_{DZ}$ verursacht wird, ist analog zur Komponente nach Gl. (3.8). In der Nähe von $I_D = I_{DZ}$ erreicht diese einen Wert von 3 mV bis 300 μV.

Die dritte Komponente

$$\frac{1}{\gamma_m}\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{1}{\gamma_m}\frac{\Delta R_D}{R_D} \tag{3.77}$$

wird durch die Differenz der Drainströme $\Delta I_D/I_D$ infolge der Ungleichheit der Drainwiderstände verursacht. Deren relativer Fehler $\Delta R_D/R_D$ von 1% bis 0,1% führt zu weiteren 3 mV bis 300 μV. Die niedrige normierte Steilheit des FET verlangt präzise und stabile Drainwiderstände. Um die Eingangsschwankungen unter 10 μV zu halten, darf die relative Instabilität dieser Widerstände nicht größer als 0,003% sein.

Obwohl es wieder möglich ist, alle drei Komponenten der Eingangsoffsetspannung durch eine bestimmte Unsymmetrie der Drainströme auszugleichen, wird dieses Verfahren nicht genutzt, weil es nicht mit der Elimination der Temperaturdrift einhergeht; im Gegenteil, das Annullieren des Offsets $E_{os} = 0$ führt auf diese Weise zu einer bedeutenden Offsetdrift,

$$\frac{\mathrm{d}E_{os}}{\mathrm{d}T} = -\frac{m}{2}\frac{\Delta U_P}{T} \tag{3.78}$$

entsprechend Gl. (3.74), mit Werten von 10 bis 100 μV/°C.

Diese ungünstige Eigenschaft, die die FET-Differenzstufe wesentlich von der bipolaren Stufe unterscheidet, macht es unmöglich, Offset und Temperaturdrift durch ein Einstellverfahren mit nur einem Freiheitsgrad auf Null abzugleichen. Von diesem Standpunkt aus gesehen erweist sich die bipolare Differenzstufe als außergewöhnlich.

Die Eingangsoffsetspannung eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang wird auf seriellem Wege durch ausgesuchte oder getrimmte Sourcereihenwiderstände R_{S1} und R_{S2} (Bild 3.7b), die den geforderten zweiten Freiheitsgrad liefern, auf Null abgeglichen.

3.2.2. Temperaturdrift der Eingangsoffsetspannung

Die Temperaturdrift eines Doppel-FET mit gleichen und stabilen Drainströmen

$$-\frac{1}{2}\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}T}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}}\frac{\Delta I_{DZ}}{I_{DZ}} = 1{,}1\ \mathrm{mV/°C}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}}\frac{\Delta I_{DZ}}{I_{DZ}} \tag{3.79}$$

nach Gl. (3.73) wird durch die Fertigungstoleranz des optimalen Drainstromes hervorgerufen. In der Nähe von $I_D = I_{DZ}$ erreicht diese 10 bis 1 μV für $\Delta I_{DZ}/I_{DZ} = 1$ bis 0,1%.

Die zweite Komponente der Temperaturdrift

$$-\frac{1}{2}\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}T}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}}\frac{\Delta I_D}{I_D} = -\frac{1}{2}\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}T}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}}\frac{\Delta R_D}{R_D} = 1{,}1\ \mathrm{mV/°C}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}}\frac{\Delta R_D}{R_D} \tag{3.80}$$

rührt von der Stromabhängigkeit des Temperaturkoeffizienten der Gate-Source-Spannung her. Sie wird durch die Ungleichheit der Ströme der Differenzstufe infolge der Ungenauigkeit der Drainwiderstände verursacht. Ein relativer Fehler derselben von 1 bis 0,1% bedingt eine zusätzliche Drift von ebenfalls 10 bis 1 μV.

Die dritte Komponente

$$\frac{1}{\gamma_m}\left(\frac{\mathrm{d}I_{D1}}{I_{D1}\,\mathrm{d}T} - \frac{\mathrm{d}I_{D2}}{I_{D2}\,\mathrm{d}T}\right) = \frac{a_{21}}{\gamma_m} \tag{3.81}$$

ist eine Folge der Instabilität der Drainströme in Abhängigkeit von der Temperatur und wird vom relativen Temperaturkoeffizienten a_{21} der Drainwiderstände bestimmt. Beim Einsatz von Dünnfilmwiderständen (a_{21} liegt im Bereich von 10 bis 1 ppm/°C) kann diese Komponente in den Grenzen von 3 bis 0,3 μV gehalten werden.

Die vierte Komponente schließlich wird durch die Temperaturänderung des Stromes I hervorgerufen (s. Abschn. 3.2.3.).

Es ist wieder möglich, die beiden Hauptdriftkomponenten entsprechend den Gln. (3.79) und (3.80) durch eine bestimmte Unsymmetrie der Drainströme unwirksam zu machen. Jedoch ist der temperaturstabile Zustand $\mathrm{d}E_{os}/\mathrm{d}T = 0$ oder

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \frac{I_{DZ1}}{I_{DZ2}} \tag{3.82}$$

nicht so leicht einzustellen, weil er nicht durch eine so einfache und direkt meßbare Größe, die Null-Eingangsoffsetspannung, charakterisiert ist, wie das beim Bipolaroperationsverstärker der Fall ist.

Der notwendige Preis-Leistungs-Kompromiß wird bei Operationsverstärkern mit FET-Eingang auf zweierlei Art und Weise gelöst.

Bei universellen und schnellen Operationsverstärkern, wo die Temperaturdrift kein so entscheidender Parameter ist, wird die strominduzierte Driftkomponente nach Gl. (3.80) nur durch Sicherstellung gleicher Drainströme im Doppel-FET unterdrückt. Das wird mit der Reduzierung des Offsets weiterer Verstärkerstufen und mit der Wahl von Präzisionsdrainwiderständen mit einem relativen Fehler von 0,1 bis 1 % erreicht. Letzteres beseitigt gleichzeitig die dritte Offsetkomponente entsprechend Gl. (3.77) und beeinflußt die dritte Driftkomponente entsprechend Gl. (3.81) in günstiger Weise.

Bei Präzisionsoperationsverstärkern mit FET-Eingang wird das dynamische Trimmen der Temperaturdrift als eine zusätzliche technologische Operation eingeführt. Die gegenseitige Kompensation aller vier Driftkomponenten durch einen individuellen Drainstromabgleich ist einstweilen der einzige Weg, die gesamte Drift von Operationsverstärkern mit FET-Eingang unter 1 μV/°C zu drücken. Das übliche Verfahren ist jedoch ziemlich mühsam, selbst wenn von der Korrelation zwischen Offset und Drift Gebrauch gemacht wird.

Während einer ersten Messung werden die Anfangsoffsetspannung und die Anfangsoffsetdrift des Operationsverstärkers bestimmt. Mit Hilfe der Gl. (3.83), die weiter unten angegeben wird, wird der Betrag der Änderung der Eingangsoffsetspannung ermittelt, der notwendig ist, um die Temperaturdrift zu Null zu machen. Mit dem Abgleich der Widerstände R_{D1} oder R_{D2} (mittels eines externen Widerstandes oder durch direktes Trimmen, Bild 3.7b) wird die Eingangsoffsetspannung auf den neuen berechneten Wert eingestellt. Die Eingangsoffsetspannung wird dann durch Abgleich eines der Sourcewiderstände R_{S1} oder R_{S2} zu Null gemacht. Die ganze Prozedur wird, wenn nötig, wiederholt. Eine selbstverständliche Forderung ist die Wahl geeigneter zeit- und temperaturstabiler Widerstände.

Eine vollständige Temperaturkompensation in einem großen Temperaturbereich wird durch die Nichtlinearität der Temperaturabhängigkeit von $E_{os}(T)$ ausgeschlossen [30].

Die oben erwähnte Korrelation zwischen der Änderung der Offsetspannung δE_{os} und der Änderung der Temperaturdrift $\delta\,(\mathrm{d}E_{os}/\mathrm{d}T)$ als gemeinsames Ergebnis der primären Drainstromänderung folgt aus Gl. (3.74) in der Form

$$\delta\left(\frac{\mathrm{d}E_{os}}{\mathrm{d}T}\right) = \frac{m}{2}\,\frac{\delta E_{os}}{T} \approx \frac{\delta E_{os}}{T}. \tag{3.83}$$

Das ist ein bemerkenswertes Resultat. Trotz der völlig unterschiedlichen Physik des Bipolartransistors und des FET und trotz verschiedener analytischer Ausdrücke für deren Übertragungscharakteristik ist die Empfindlichkeit der Temperaturdrift beider Differenzstufen gegenüber der Änderung der Eingangsoffsetspannung die gleiche und beträgt 3,3 µV/°C für δE_{os} = 1 mV [6].

Das allgemeine Problem mit der großen Temperaturdrift von Operationsverstärkern mit FET-Eingang als Folge des externen Offsetabgleichs (Gl. (3.78)) ist also nicht auf die besonders große Empfindlichkeit gegenüber Änderungen der Offsetspannung zurückzuführen, sondern auf die allgemein höhere Eingangsoffsetspannung im Vergleich zum Bipolarverstärker und auf den Fakt, daß die induzierte Temperaturdrift in der falschen Richtung verläuft.

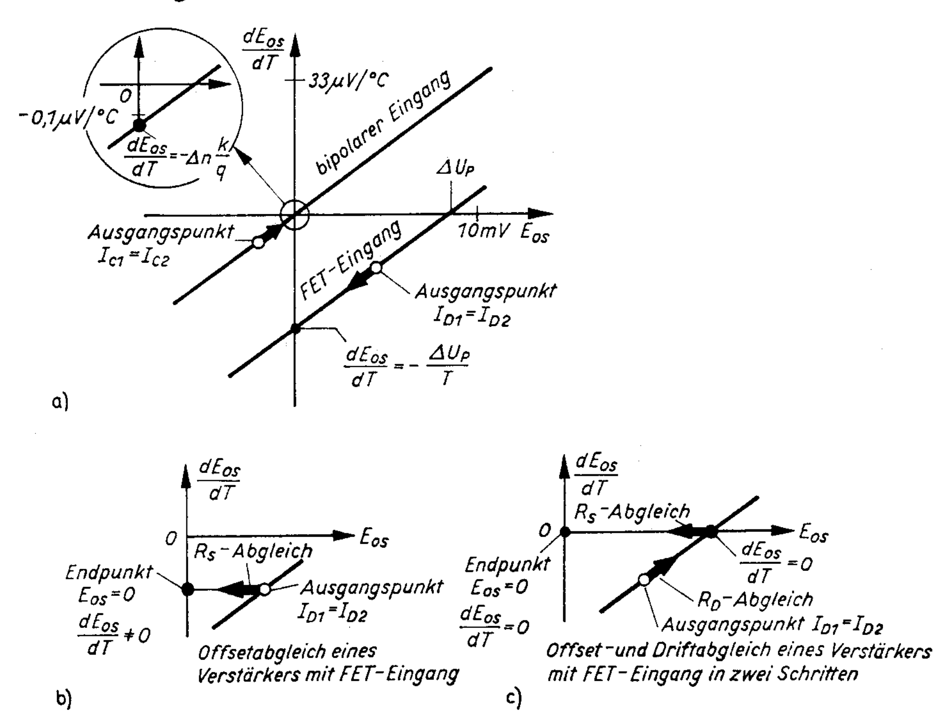


Bild 3.10. Wechselwirkung zwischen Eingangsoffsetspannung und deren Temperaturdrift im Verlauf des Offsetabgleichs

a) Der Ausgangspunkt, der gleichen Kollektor- oder Drainströmen entspricht, ist durch einen Kreis gekennzeichnet. Der Pfeil zeigt dessen Bewegung während des Offsetabgleiches $E_{os} \rightarrow 0$ durch asymmetrische Änderungen der Arbeitsströme. Während bei einem bipolaren Operationsverstärker dieses Verfahren gleichzeitig zum Abgleich der Temperaturdrift führt, $dE_{os}/dT \rightarrow 0$, mit einem Rest in der Größenordnung von 0,1 µV/°C, führt bei einem Operationsverstärker mit FET-Ausgang das gleiche Verfahren zu einem beträchtlichen Temperaturdrift in der Größenordnung von 10 µV/°C. Wegen dieser Wechselwirkung wird die Eingangsoffsetspannung eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang in serieller Weise durch Veränderung von Sourcewiderständen R_S abgeglichen; b) einfacher serieller Offsetabgleich eines Universalverstärkers mit FET-Eingang; c) kompletter Offset- und Driftabgleich eines Präzisionsverstärkers mit FET-Eingang, angezeigt durch die Pfeile

Dieser Nachteil wird in der grafischen Darstellung der Gln. (3.20) und (3.74) im Bild 3.10 augenscheinlich. Beide Beziehungen haben die gleiche Form (besonders unter der Bedingung $m \approx 2$), aber sie unterscheiden sich in der Größe des zweiten Terms. Während beim bipolaren Doppeltransistor der Term $-\Delta nk/q$ von der Größenordnung 0,1 µV/°C ist und bei dem Maßstab der Darstellung nicht vom Ursprung unterschieden werden kann, ist beim Doppel-FET der Term $-\Delta U_P/T$ von der Größenordnung 10 µV/°C und schiebt Offset und Drift vom Ursprung weg. Im Ergebnis existieren zwei Schnitt-

punkte mit den Koordinatenachsen, entsprechend zweier unterschiedlicher Bedingungen für den Abgleich des Offsets und der Drift bei Operationsverstärkern mit FET-Eingang.

Die bisher diskutierte normale Temperaturdrift der FET-Stufe kann wieder von der Änderung der Eingangsoffsetspannung δE_{os} überlagert werden, die durch die *Temperaturdifferenz* δT_{12} zwischen den beiden Transistoren verursacht wird. Für einen symmetrischen Doppel-FET gilt gemäß Gl. (3.65):

$$\delta E_{os} = \frac{\partial U_{GS}}{\partial T}\,\delta T_{12} = -\frac{d\Phi}{dT}\left(\sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}} - 1\right)\delta T_{12}. \tag{3.84}$$

Die Empfindlichkeit $\delta E_{os}/\delta T_{12}$ ist von der Höhe des Drainstromes abhängig. Beim optimalen Wert $I_D = I_{DZ}$ ist sie Null. Das ist der einzige Grund für den Betrieb bei optimalen Drainströmen; die Benutzung eines monolithischen Doppel-FET mit fester thermischer Kopplung zwischen den beiden Transistoren macht die Wahl des Optimums noch weniger bedeutungsvoll.

Es ist zu bemerken, daß die Empfindlichkeit des Doppel-FET gegenüber Temperaturdifferenzen im Strombereich $0 < I_D < 4I_{DZ}$ geringer ist als die des bipolaren Doppeltransistors.

3.2.3. Sekundäre Effekte

Die FET-Differenzstufe ist gegenüber dem Offset weiterer Verstärkerstufen und gegenüber Arbeitsstromschwankungen wesentlich empfindlicher. Im Gegensatz zum Bipolartransistor ist der FET nicht in der Lage, bei einer Drain-Gate-Spannung Null zu verstärken. Der minimale Wert dieser Spannung U_{DGmin} ist mit der Grenze des Sättigungsbereiches $U_{DSsat} = U_{GS} - U_P$ des FET gegeben:

$$U_{DG\,min} = U_{DS\,sat} - U_{GS} = -U_P. \tag{3.85}$$

Unabhängig von der Wahl des Drainarbeitsstromes ist die erforderliche Mindest-Drain-Gate-Spannung gleich der Abschnürspannung mit einem typischen Wert von 2 V. Dies verringert die obere Grenze des Gleichtakteingangsspannungsbereiches (für einen p-Kanal-FET hebt dies die untere Grenze an) und läßt wenig Raum für den Arbeitsspannungsabfall $R_D I_D$ über den Drainwiderständen. Das führt zusammen mit der niedrigen normierten Steilheit γ_m zu einer geringen Verstärkung der FET-Differenzstufe:

$$A_1 = g_m R_D = \gamma_m R_D I_D, \tag{3.86}$$

($A_1 = 10$ für $R_D I_D = 3{,}3$ V in der Nähe des optimalen Drainstromes), und das erhöht den Einfluß des Offsets weiterer Verstärkerstufen. Eine teilweise Abhilfe für diese Schwierigkeit bringt eine aktive Drainlast.

Die höhere Empfindlichkeit der FET-Stufe gegenüber Änderungen des Stromes I ist eine Folge der Fertigungstoleranz der normierten Steilheit des FET und vor allem eine Folge des seriellen Offsetabgleiches mit den Sourcewiderständen R_{S1} und R_{S2}.

Unter der Voraussetzung verschwindender Offsets weiterer Verstärkerstufen sind die relativen Änderungen aller Arbeitsströme gleich, also ist

$$\delta E_{os} = \left(\frac{1}{\gamma_{m1}} - \frac{1}{\gamma_{m2}} + R_{S1}I_{D1} - R_{S2}I_{D2}\right)\frac{\delta I}{I}. \tag{3.87}$$

Wird die serielle Offsetkorrektur benutzt, überwiegt der Term $R_{S1}I_{D1} - R_{S2}I_{D2}$ gewöhnlich. Bis auf das Vorzeichen ist dieser Term gleich der anfänglichen unkompensierten

Offsetspannung und liegt im Bereich von 3 bis 30 mV. In diesem Fall erreicht die Stromempfindlichkeit $\delta E_{os}/(\delta I/I)$ einen ziemlich großen Wert von 30 bis 300 μV/% und führt zu viel strengeren Forderungen an die Stabilität des Stromes I.

Neben spontanen Schwankungen mit der Zeit haben die Änderungen des Stromes I drei Ursachen: Temperaturänderungen (diese äußern sich durch die oben erwähnte vierte Driftkomponente), Betriebsspannungsänderungen und die Gleichtaktaussteuerung.

3.2.4. Gleichtaktunterdrückung

Die *Gleichspannungs-Gleichtaktunterdrückung* X_0 wird mit einem zu Gl. (3.53) analogen Ausdruck beschrieben:

$$\frac{1}{X_0} = \frac{g_{D1}}{g_{m1}} - \frac{g_{D2}}{g_{m2}} + \left(\frac{1}{\gamma_{m1}} \frac{dI_{D1}}{I_{D1}\, du_{cm}} - \frac{1}{\gamma_{m2}} \frac{dI_{D2}}{I_{D2}\, du_{cm}}\right) + R_{S1} \frac{dI_{D1}}{du_{cm}} - R_{S2} \frac{dI_{D2}}{du_{cm}},$$

worin $g_{D1} = \partial I_{D1}/\partial U_{DG1}$ und $g_{D2} = \partial I_{D2}/\partial U_{DG2}$ die Drainleitwerte der Transistoren T_1 und T_2 sind. Im Gegensatz zum Bipolarverstärker heben sich jedoch die beiden Terme in der runden Klammer nicht auf. In Übereinstimmung mit dem vorangegangenen Abschnitt kann geschrieben werden:

$$\frac{1}{X_0} = \frac{\gamma_{D1}}{\gamma_{m1}} - \frac{\gamma_{D1}}{\gamma_{m2}} + \gamma\left(\frac{1}{\gamma_{m1}} - \frac{1}{\gamma_{m2}}\right) + \gamma\,(R_{S1} I_{D1} - R_{S2} I_{D2}), \qquad (3.88)$$

$\gamma_{D1} = g_{D1}/I_{D1}$ und $\gamma_{D2} = g_{D2}/I_{D2}$ sind die *stromnormierten Drainleitwerte* der Transistoren T_1 und T_2, $\gamma = dI/I\, du_{cm}$ ist der stromnormierte interne Leitwert der Stromquelle I.

Der von Null verschiedene Drainleitwert eines FET hat eine ähnliche Ursache wie der von Null verschiedene Kollektorleitwert eines Bipolartransistors: die Verkürzung des Strompfades zwischen Source und Drain durch die Ausdehnung der Verarmungszone mit wachsender Drainspannung. Obwohl die internen Mechanismen der beiden Transistoren unterschiedlich sind, ist der resultierende Effekt annähernd gleich [31]. Der normierte Drainleitwert γ_D eines FET hat einen typischen Wert von 2%/V und eine typische Fertigungsstreuung von 10 bis 1% bei den beiden Transistoren eines monolithischen Doppel-FET. Ohne den seriellen Offsetabgleich ($R_{S1} = R_{S2} = 0$) überwiegt diese Streuung in Gl. (3.88). Ein in gleicher Weise konstruierter Operationsverstärker mit FET-Eingang hat eine Gleichtaktunterdrückung

$$X_0 \approx \frac{\gamma_m}{\Delta\gamma_D},$$

die eine Größenordnung niedriger als bei Bipolarverstärkern ist, wieder als Ergebnis der niedrigen normierten Steilheit γ_m.

In der Nähe des optimalen Drainstromes liegt X_0 in den Grenzen von 70 bis 90 dB. Dieser Wert gilt für eine niedrige Gleichtaktaussteuerung. An der oberen Grenze des Eingangsspannungsbereiches (für p-Kanal-FET an der unteren Grenze) fällt die differentielle Gleichtaktunterdrückung immer weiter ab, weil der Drainleitwert bei Annäherung an die Grenze des Sättigungsbereiches ansteigt.

Die Bedeutung der zweiten Komponente

$$\gamma\left(\frac{1}{\gamma_{m1}} - \frac{1}{\gamma_{m2}}\right)$$

wird vom Wert des normierten internen Leitwertes der Stromquelle bestimmt, der – abhängig vom jeweiligen Aufbau – von 10 %/V (ein Widerstand ist mit der Betriebsspannung verbunden) bis hinunter zu 0,1 %/V reicht (Transistorstromquelle).

Die letzte von außen induzierte Komponente

$$\gamma\,(R_{S1}I_{D1} - R_{S2}I_{D2})$$

kommt nur zum Tragen, wenn die serielle Offsetkompensation verwendet wird. Nach Beseitigung der ersten Komponente (z.B. durch Bootstrapping) bleibt die letzte Komponente als entscheidender Faktor übrig, der die erreichbare Gleichtaktunterdrückung auf Werte von 100 bis 120 dB begrenzt, selbst bei einer Stromquelle hoher Qualität ($\gamma = 0{,}01\,\%/\text{V}$).

3.2.5. Eingangsbiasstrom

Die Eingangsbiasströme I_b^- und I_b^+ eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang sind durch die Gateleckströme der Eingangstransistoren gegeben. Diese sind sehr niedrig, sie reichen von 100 pA bei schnellen Verstärkern über Standardwerte von 1 pA bei Universalevrstärkern bis zu 10 fA bei Elektrometerverstärkern. Bei n-Kanal-FETs fließen die Ströme aus dem Verstärker heraus, weshalb ihnen ein negatives Vorzeichen zugewiesen wird.

Die Beziehung zwischen dem Gatestrom und den technologischen Daten des FET ist nicht einfach zu übersehen. Wir wollen uns deshalb auf zwei praktische Charakteristika, die Temperatur- und die Spannungsabhängigkeit, beschränken.

Die *Temperaturabhängigkeit* der Eingangsbiasströme eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang ist in einem weiten Temperaturbereich exponentiell,

$$I_b(T) = I_b(T_0) \times 2^{(T-T_0)/10\,°\text{C}}. \tag{3.89}$$

Der Eingangsbiasstrom verdoppelt sich jeweils beim Ansteigen der Temperatur um 10 °C. Bei einer Steigerung der Temperatur von 25 °C auf 125 °C wachsen die Eingangsströme eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang um den Faktor 1000 von 1 pA auf 1 nA an und werden mit den Eingangsströmen eines Bipolaroperationsverstärkers vergleichbar [32].

Die differentielle Temperaturdrift des Eingangsbiasstromes ist relativ groß,

$$\frac{dI_b}{dT} = +\frac{\ln 2}{10\,°\text{C}} \times I_b = +6{,}9\,\%/°\text{C} \times I_b, \tag{3.89a}$$

ist aber bei Raumtemperatur auf Grund des geringen Absolutwertes vernachlässigbar.

Die *Spannungsabhängigkeit* des Gatestromes eines n-Kanal-FETs zeigt bei einer bestimmten Drain-Gate-Spannung U_{DG} von etwa 25 V ein starkes Ansteigen. Diese liegt wesentlich unter der Gatedurchbruchsspannung $U_{GSS} > 50$ V. Das starke Ansteigen des Stromes wird durch Minoritätslöcher verursacht, die beim Zusammenstoß beschleunig-

ter Elektronen mit dem Kristallgitter im Kanal entstehen [33]. Dieser Effekt findet bei hoher negativer Gleichtaktaussteuerung des Operationsverstärkers statt und ist von einem starken Anwachsen der Eingangsbiasströme und einem entsprechenden Abfall der Gleichtakteingangswiderstände begleitet. Eine mögliche Lösung des Problems ist das Bootstrapping.

3.2.6. Eingangsrauschen

Die äquivalenten Rauschquellen eines FET sind im Bild 3.11a dargestellt [19], [21]. Die thermische Bewegung der Elektronen im Kanal ist von einem thermischen Drainrauschstrom I_{nD} mit einer Spektraldichte

$$i_{nD} = \sqrt{4kTg_K} \tag{3.90a}$$

begleitet. g_K ist der effektive Kanalleitwert, der ziemlich gut durch die Steilheit g_m angenähert wird. Der Ladungsträgerfluß durch den Gatekanalübergang ist von einem Schrotrauschstrom I_{nG} mit einer Spektraldichte

$$i_{nG} = \sqrt{2qI_G} \tag{3.90b}$$

begleitet, wobei I_G der mittlere Gatestrom ist.

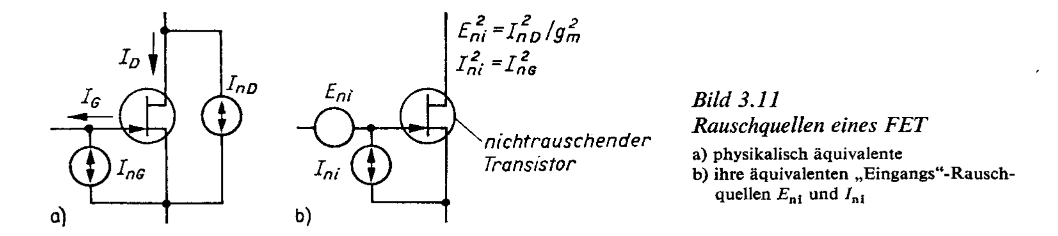


Bild 3.11
Rauschquellen eines FET
a) physikalisch äquivalente
b) ihre äquivalenten „Eingangs"-Rauschquellen E_{ni} und I_{ni}

Im Bereich des weißen Rauschens sind die betreffenden Spektraldichten $e_{ni} = i_{nD}/g_m$ und $i_{ni} = i_{nG}$ der äquivalenten Rauschquellen E_{ni} und I_{ni} (Bild 3.11b) durch

$$e_{ni} = \sqrt{4kT/g_m} = \sqrt{4kT/g_{mZ}}\sqrt[4]{\frac{I_{DZ}}{I_D}} \quad \text{und} \tag{3.91}$$

$$i_{ni} = \sqrt{2qI_G} \tag{3.92}$$

gegeben. Die äquivalente Spektraldichte e_{ni} hängt wieder vom Drainarbeitsstrom ab, mit der vierten Wurzel von I_D allerdings ziemlich schwach. Für $I_D = 200\,\mu A$ und $g_{mZ} = \gamma_{mZ} I_{DZ} = 0{,}6$ mA/V wird in der Umgebung des optimalen Drainstromes bei Raumtemperatur $e_{ni} = 5{,}2\,nV/\sqrt{Hz}$.

Die *Eingangsrauschspannung* E_n des untersuchten Operationsverstärkers mit FET-Eingang, die hauptsächlich vom Rauschen der Eingangs-FETs bestimmt wird, hat daher die Spektraldichte

$$\left.\begin{aligned} e_n &= e_{n0}\sqrt{1 + f_{ce}/f}, \\ e_{n0} &= \sqrt{8kT/g_m}. \end{aligned}\right\} \tag{3.93}$$

Die weiße Rauschkomponente $e_{n0} = 7{,}4\ \mathrm{nV}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$ ist klein, sie wird jedoch beinahe im gesamten interessierenden Bereich von der $(1/f)$-Rauschkomponente überdeckt, die in der Gl. (3.93) formal mit der Eckfrequenz f_{ce} enthalten ist (Bild 3.12). Im Gegensatz zum Bipolaroperationsverstärker übersteigt diese Eckfrequenz leicht 1 kHz und sinkt nur bei speziellen rauscharmen FETs unter 100 Hz.

Die integrale Eingangsrauschspannung E_n ist durch

$$E_n = e_{n0}\sqrt{f_2 - f_1 + f_{ce}\ln f_2/f_1} \tag{3.94}$$

gegeben (Gl. (12.21)). Bei $f_{ce} = 5$ kHz erreicht sie den Wert $E_n = 1{,}6\ \mu\mathrm{V_{eff}}$ im Frequenzbereich von 10 Hz bis 10 kHz oder $E_n = 1{,}1\ \mu\mathrm{V_{eff}} \approx 5{,}5\ \mu\mathrm{V}$ als Spitze-Spitze-Wert im Frequenzbereich von 0,01 bis 1 Hz.

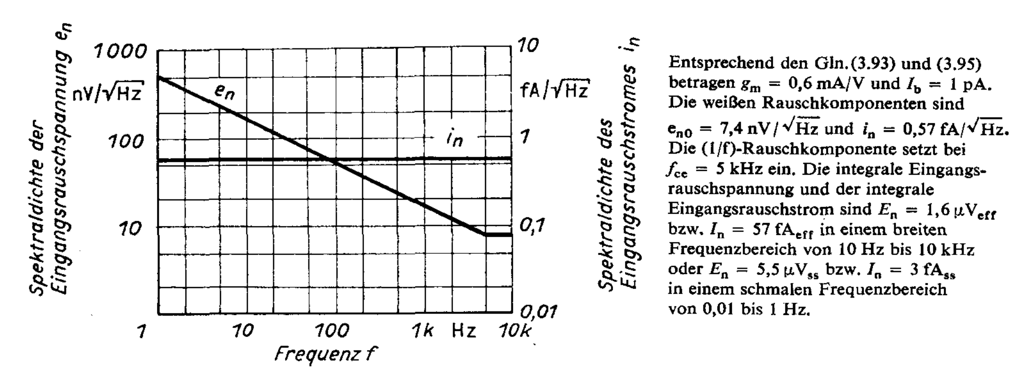


Bild 3.12. Typische Spektraldichten der Eingangsrauschspannung und des Eingangsrauschstromes eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang

Der große Beitrag des technologieabhängigen $(1/f)$-Rauschens hebt die Eingangsrauschspannung eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang über die eines bipolaren Verstärkers. Das $(1/f)$-Rauschen ist auch für die großen Differenzen zwischen vergleichbaren Verstärkern verschiedener Hersteller und sogar zwischen einzelnen Produktionslosen derselben Hersteller verantwortlich.

Die *Eingangsrauschströme* I_n^- und I_n^+, die gleich den Gate-Rauschströmen der Eingangs-FETs sind, bewahren dagegen den weißen Charakter bis zu sehr niedrigen Frequenzen.[1] Deren Spektraldichte wird mit

$$i_n = \sqrt{2qI_b} \tag{3.95}$$

ausgedrückt, $i_n = 0{,}57\ \mathrm{fA}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$ bei $I_b = 1$ pA.

Der integrale Eingangsrauschstrom

$$I_n = i_n\sqrt{f_2 - f_1} \tag{3.96}$$

hat eine Größe von $I_{n,\mathrm{eff}} = 57$ fA im Frequenzbereich von 10 Hz bis 10 kHz oder $I_{n,\mathrm{eff}} = 0{,}57\ \mathrm{fA} \approx 3$ fA als Spitzenwert im Frequenzbereich von 0,01 bis 1 Hz.

Es ist zu bemerken, daß der Wert des Breitbandrauschstromes eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang nur von akademischem Interesse ist, weil er keine direkt meßbare Größe ist (Abschn. 5.).

[1]) Im mittleren Frequenzbereich über 1 kHz kann sogar ein f-Rauschstrom auftreten, der durch Differentiation der Eingangsrauschspannung an der Summierpunktstreukapazität hervorgerufen wird (Abschn. 12.2.5.).

3.3. Ausführung von Eingangsstufen

Neben bisher betrachteten funktionellen Gesichtspunkten gibt es noch andere Überlegungen, die die Ausführung der Eingangsstufen von Operationsverstärkern beeinflussen. Sie betreffen künftige Anwendungen, Groß- und Kleinsignaldynamik, Sicherheit gegen Selbsterregung, Verhalten bei statischer und dynamischer Übersteuerung, Betriebsspannungsbereich, Temperaturbereich, Ausgangsleistung, Zuverlässigkeit, Widerstandsfähigkeit gegen Zerstörung bei üblichen Betriebsunfällen, Realisierbarkeit mittels einer bestimmten Technologie, Abmessungen und Kosten. Diese weiteren Gesichtspunkte bestimmen die Mannigfaltigkeit der Schaltungsausführungen der hergestellten Typen.

Modifikationen der einfachen Differenzstufe haben eine Verbesserung in folgenden Richtungen zum Ziele:

- Erhöhung der Verstärkung,
- Erhöhung der Gleichtaktunterdrückung und
- Verringerung der Eingangsströme.

Alle Modifikationen haben ein gemeinsames charakteristisches Merkmal: die Aufrechterhaltung einer effektiven Schaltungssymmetrie der Eingangsstufe als beste Garantie für ein geringes Eingangsoffset und eine geringe Drift.

Ein direkter Grund für die Erhöhung der Verstärkung der Eingangsstufe auf mehr als 1000 besteht darin, die Zahl der Spannungsverstärkerstufen auf zwei zu beschränken – auf die Eingangsstufe und die Ausgangsstufe. Es ist nicht möglich, diese Verstärkung in der Grundkonfiguration zu erreichen. Der Ruhespannungsabfall über den Kollektorwiderständen müßte ein mehrfaches von 10 V betragen.

Eine mögliche Lösung besteht darin, die Kollektorwiderstände durch *aktive Widerstände* – Stromquellen zu ersetzen (Bild 3.13). Besitzen die Stromquellen I_1 und I_2 einen im Vergleich mit den Transistoren T_1 und T_2 vernachlässigbaren Leitwert, so erreicht die Differenzverstärkung

$$A_1 = \frac{g_m}{g_C} = \frac{\gamma_m}{\gamma_C} \approx \frac{U_A}{U_T} \tag{3.97}$$

der dargestellten Verstärkerstufe einen typischen Wert von 50 V/25 mV = 2000, unabhängig von der Größe des Stromes I.

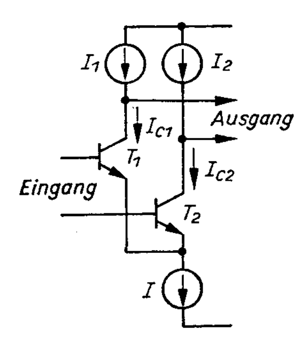


Bild 3.13. Differenzverstärkerstufe (Grundschaltung) mit einer aktiven Kollektorlast
Die beiden bipolaren Transistoren T_1 und T_2 können ebensogut durch einen Doppel-FET ersetzt werden

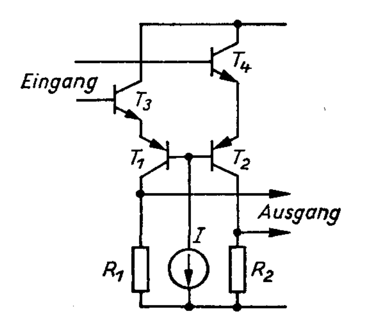


Bild 3.14. Zusammengesetzte Differenzstufe, vermeidet den notwendigen Einsatz eines pnp-Transistors hoher Qualität

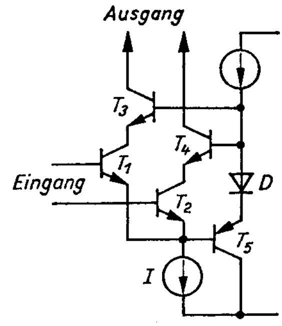


Bild 3.15. Bootstrapdifferenzstufe
Das Bootstrapping der beiden Eingangstransistoren ermöglicht die Benutzung von Superbeta-Transistoren mit einer niedrigen Kollektor-Basis-Durchbruchspannung

Die praktische Realisierung erfordert die Kopplung der Stromquellen I_1 und I_2 mit der Hauptstromquelle I. Das wird in der Regel dadurch erreicht, daß die Kollektorströme I_{C1} und I_{C2} den Stromquellen folgen.

Die im Bild 3.14 dargestellte *zusammengesetzte Differenzstufe* ist Grundlage für die meist benutzten integrierten Operationsverstärker [34].[1]) Die Differenzstufe (T_1, T_2) mit den verbundenen Basen und den vorgeschalteten Emitterfolgern (T_3, T_4) ist der komplementären Modifikation der Grundstufe vom Bild 3.1a funktionell äquivalent. Die scheinbar unnötig komplizierte Schaltung vermeidet die Schwierigkeit mit der niedrigen Stromverstärkung eines integrierten lateralen pnp-Transistors und bietet zusätzlich den Vorteil eines weiten Gleichtakt- und Differenzeingangsspannungsbereiches.

Bootstrapping ist eine Technik, bei der die Kollektor- oder Drainspannung der Basis- oder Gatespannung folgt. Der Einsatz in der Eingangsstufe von Operationsverstärkern führt zu einer höheren Gleichtaktunterdrückung, einem höheren Gleichtakteingangswiderstand, einer niedrigeren Gleichtakteingangskapazität und einem kleineren Eingangsbiasstrom (Bild 3.15).

Ein Operationsverstärker ist gewöhnlich mit extra Anschlüssen für den *externen Nullabgleich der Eingangsoffsetspannung* versehen: Mit einem Potentiometer werden die Kollektor- bzw. Drainströme mit dem Ziel des Nullabgleichs verändert. Diese Methode ist in der Regel von einer zusätzlichen Temperaturdrift begleitet, die durch die große Differenz zwischen den Temperaturkoeffizienten der internen diffundierten Siliziumwiderstände einerseits und des externen Potentiometers andererseits verursacht wird.

Die Eingangsbiasströme eines guten Bipolaroperationsverstärkers sind annähernd gleich. Das ist eine Vorbedingung für die Unterdrückung ihrer Wirkung durch Widerstandssymmetrierung der Operationsschaltung (Abschn. 11.). Die Gleichheit der Eingangsbiasströme ist bedingt durch die symmetrische Struktur der Eingangsstufe und durch eine niedrige relative Fertigungstoleranz. Vom statistischen Standpunkt aus gesehen kann jede Erhöhung der Zahl der kritischen Elemente dieses Gleichgewicht nur stören. In Anbetracht dessen scheint die *interne Kompensation der Eingangsbiasströme* zuweilen nur ein Ergebnis des Bestrebens der Hersteller nach attraktiven Katalogdaten zu sein, da, obwohl die Eingangsbiasströme verringert werden, deren Streuung (der Eingangsoffsetstrom) ansteigt. Für einen solchen intern kompensierten Operationsverstärker sind die Katalogdaten für den Eingangsbiasstrom und den Eingangsoffsetstrom gewöhnlich dieselben.

Ein Operationsverstärker kann sowohl durch eine zu hohe Differenz- als auch durch eine zu hohe Gleichtakteingangsspannung zerstört werden.

Ein guter Operationsverstärker verträgt das gleichzeitige Verbinden beider Eingänge mit derselben Betriebsspannung: Solange die *Gleichtakteingangsspannung* eine der beiden Betriebsspannungen nicht übersteigt, besteht keine Gefahr.

Die zulässige *Differenzeingangsspannung* eines bipolaren Operationsverstärkers ist durch den Emitterdurchbruch der Eingangstransistoren begrenzt [36]. Dieser Durchbruch muß nicht notwendigerweise zu ihrer Zerstörung führen, sondern nur zur Beschädigung, die sich in einer irreversiblen Verringerung der Stromverstärkung und einer Erhöhung des Eingangsstromes äußert. Dies ist aber noch gefährlicher, weil das nicht ohne detaillierte Messung erkannt werden kann.

Eine statische Übersteuerung kann gewöhnlich schon beim Entwurf der Operationsschaltung erkannt werden und läßt sich vermeiden. Weniger offensichtlich ist eine dynamische Übersteuerung des Operationsverstärkers, die beim Impulsbetrieb selbst unter

[1]) Ihr Autor ist Robert J. Widlar, ein Pionier des Schaltungsentwurfs, der Technologie und der Applikation. Von 1964 bis 1970 entwarf er eine Reihe von monolithisch integrierten Schaltungen, die eine Revolution in der Analogtechnik bewirkten.

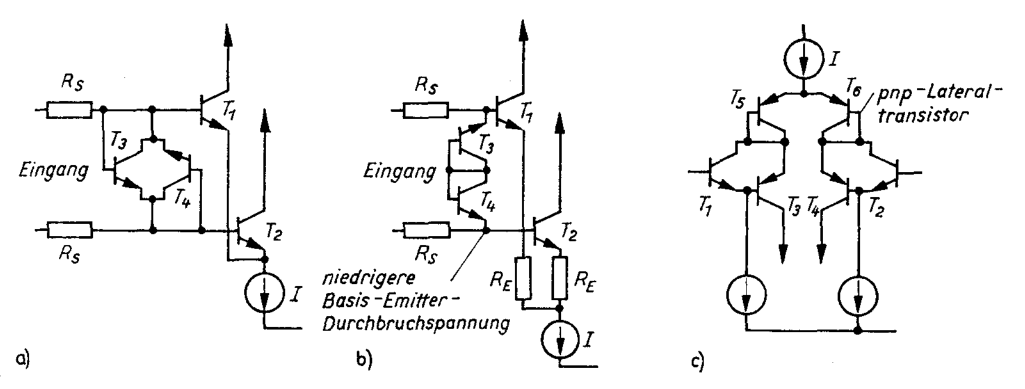


Bild 3.16. Eingangsüberspannungsschutz
a) und b) parallele und c) serielle Anordnung

normalen Bedingungen auftreten kann. Wenn notwendig, wird daher mit einem parallelen oder seriellen Überspannungsschutz für die sichere Funktion der Eingangsstufe gesorgt (Bilder 3.16a und 3.16c).

3.4. Ausgangsstufe

Die Aufgabe der Ausgangsstufe eines Operationsverstärkers ist es, für einen ausreichenden Ausgangsspannungs- und Ausgangsstromhub zu sorgen und die vorhergehenden Verstärkerstufen von der veränderlichen Last zu isolieren. In der meist benutzten Ausführung besteht die Ausgangsstufe aus einer *Spannungsverstärkerstufe* und einem *Ausgangsstromtreiber*.

Die im Bild 3.17 dargestellte Spannungsverstärkerstufe besteht aus dem Transistor T, der gegen die negative Betriebsspannung angesteuert wird und auf die Stromquelle I arbeitet. Der Vorteil dieser Stufe ist eine konstante Steilheit $g_m = I/U_T$, unabhängig von dem hohen Ausgangsspannungshub, und eine hohe erreichbare Verstärkung.

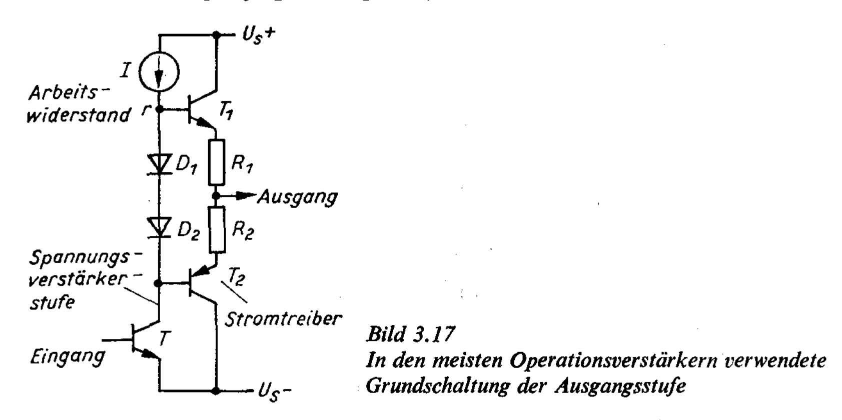


Bild 3.17
In den meisten Operationsverstärkern verwendete Grundschaltung der Ausgangsstufe

Der Ausgangsstrom wird von einem Stromtreiber geliefert, der aus komplementären Emitterfolgern besteht und dessen Transistoren T_1 und T_2 über die Dioden D_1 und D_2 vorgespannt sind. Die Emitterwiderstände R_1 und R_2 bestimmen den Ruhequerstrom, begrenzen die Ruheverlustleistung und verhindern einen thermischen Lawinendurchbruch.

Die Spannungsverstärkung der Ausgangsstufe

$$A_2 = -\frac{Ir}{U_T} \tag{3.98}$$

hängt von der Größe des äquivalenten Arbeitswiderstandes r ab, der die Kollektorleitwerte der drei Transistoren T, T_1 und T_2 sowie den internen Leitwert der Stromquelle I einschließt. Mit einem informativen Wert $Ir \approx 25$ V wird $A_2 \approx -1000$.

Die U-I-Charakteristik der Ausgangsstufe im Bild 3.17 ist nichtlinear, und der Ausgangswiderstand R_0 hat keinen konstanten Wert. Dies ist eine Folge der unterschiedlichen Arbeitsbedingungen des Ausgangstreibers, abhängig von der Größe und Polarität des Ausgangsstromes.

Die Differenz zwischen den Ausgangswiderständen bei positiver und negativer Aussteuerung kann bemerkenswert sein, insbesondere bei monolithischen Operationsverstärkern wegen der niedrigen Verstärkung der pnp-Transistoren der Ausgangsstufe. Verschiedene Schaltungsmodifikationen haben die Überwindung dieses Nachteils zum Ziel.

Der häufigste Betriebsunfall eines Operationsverstärkers ist ein Kurzschluß des Ausgangs gegen Masse oder die Betriebsspannung. Ein solcher Kurzschluß schädigt sowohl den Ausgangstreiber als auch die vorhergehende Verstärkerstufe. Die interne Begrenzung des Ausgangskurzschlußstromes eines Operationsverstärkers ist daher wichtig.

3.5. Frequenzkompensation

Ein Operationsverstärker ist in erster Linie ein Gleichspannungsverstärker. Der Betrieb in einer Operationsschaltung erfordert jedoch auch die Betrachtung der Rückkopplungsstabilität, d.h. die Betrachtung des Frequenzganges der Rückkopplungsschleife.

Die Stabilität der Operationsschaltung ist Gegenstand des Abschnittes 13. Für die Belange dieses Abschnittes genügt folgende allgemeine Feststellung: Ein Operationsverstärker kann in der Mehrzahl der praktischen Anwendungsfälle ohne Schwierigkeiten benutzt werden, wenn die Phase arg $A(jf)$ der Verstärkung innerhalb des aktiven Frequenzbandes $f \leqq f_t$ einen Wert von $-90°$ bis $-135°$ nicht übersteigt.

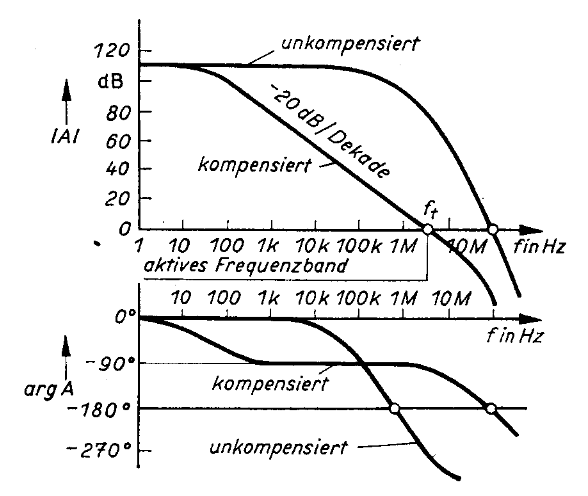
Zur Formung des Amplituden- und Phasenfrequenzganges werden *Frequenzkompensationsnetzwerke* benutzt. Frequenzkompensation eines Operationsverstärkers bedeutet, den Verstärkungsabfall innerhalb des aktiven Frequenzbandes so zu beeinflussen, daß er -20 dB/Dekade nicht wesentlich übersteigt. Unter der Voraussetzung, daß ein auf diese Weise kompensierter Operationsverstärker ein Minimalphasensystem ist, wird auch die Phase $-90°$ nicht wesentlich überstiegen.

Wie Bild 3.18 veranschaulicht, wird eine akzeptable Form des Amplituden- und Phasenfrequenzganges in zwei Schritten erreicht:

- durch Verringerung der Transitfrequenz und
- durch Reduzierung der Phasendrehung bei hohen Frequenzen.

Der Preis, der dafür zu zahlen ist, ist ein Verstärkungsverlust im wichtigen mittleren Frequenzbereich.

Übliche Kompensationsnetzwerke sind Kombinationen von Widerständen und Kondensatoren. Bezüglich des Signalflusses durch den Verstärker können diese vom Parallel-, Rückkopplungs- oder Vorwärtskopplungstyp sein. Alle drei Typen sind üblich, am meisten jedoch der zweite. Deren ausführliche Analyse liegt außerhalb der Thematik dieses Abschnittes. Um eine Vorstellung zu bekommen, sollen lediglich die dynamischen



Die Verstärkung eines unkompensierten Operationsverstärkers ist bis zu hohen Frequenzen eben und fällt dann wegen der kombinierten Wirkung der Transistorgrenzfrequenzen und der Kollektorkapazitäten aller Verstärkerstufen steil ab. Die Phase erreicht den kritischen Wert von $-180°$ bei nahezu voller Verstärkung. In einer Operationsschaltung schwingt ein solcher Verstärker. Der erzwungene allmähliche Verstärkungsabfall eines frequenzkompensierten Operationsverstärkers korrigiert die Phase innerhalb des gesamten aktiven Frequenzbandes $f \leq f_t$ auf einen sicheren Wert. Die übermäßige Phasendrehung bei hohen Frequenzen wird auf Kosten einer permanenten, aber ungefährlichen Phasendrehung von $-90°$ im beinahe gesamten brauchbaren Frequenzband beseitigt. Dafür geht jedoch Verstärkung im mittleren Frequenzbereich verloren

Bild 3.18. Frequenzkompensation eines Operationsverstärkers

Parameter eines zweistufigen Operationsverstärkers mit Rückkopplungskompensation untersucht werden [35] [37].

Bild 3.19a zeigt ein vereinfachtes Schema, das für alle Universaloperationsverstärker der zweiten Generation gilt. Einer Eingangsstufe mit einer aktiven Kollektorlast (T_3, T_4) folgt direkt die Ausgangsstufe mit dem Rückkopplungskompensationskondensator C. Diese Konfiguration hat mehrere Vorteile:

1. Der Eingangstransistor arbeitet auf den niedrigen dynamischen Widerstand der Diode T_3. Infolgedessen ergibt sich eine niedrige Kapazität C_{cm}^{-} am invertierenden Eingang, die durch den Millereffekt nicht zu stark vergrößert wird.
2. Oberhalb einer bestimmten, relativ niedrigen Frequenz wird der Ausgangsstrom der Eingangsstufe vom Kondensator C des Integrators (T_5, C) übernommen. Die Eingangsstufe arbeitet auf einen Kurzschluß, auf die virtuelle Erde der Basis von T_5, und der Übertragungspol entsprechend den Kollektorkapazitäten der Transistoren T_2 und T_4 wird nach oben aus dem aktiven Frequenzband des Operationsverstärkers hinausgeschoben.
3. Mit wachsender Frequenz verringert sich durch die Wirkung der kleinen Rückkopplungsschleife (T_5, C) die Ausgangsimpedanz der Ausgangsstufe am Kollektor von T_5,

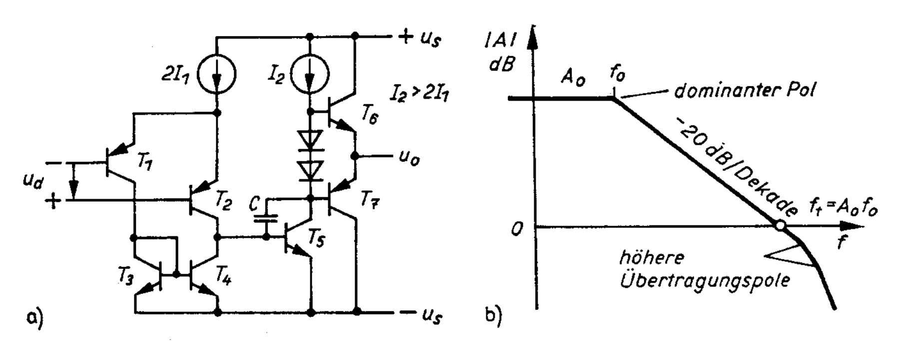


Bild 3.19. Vereinfachter zweistufiger Operationsverstärker zur Berechnung des Frequenzganges und dynamischer Nichtlinearitäten

a) Schaltung; b) Frequenzgang

und der Pol, der der Eingangskapazität des Ausgangstreibers (T_6, T_7) entspricht, verschiebt sich zu höheren Frequenzen hin.
4. Aus dem gleichen Grunde wird auch die Ausgangsimpedanz des gesamten Operationsverstärkers verringert. Der Pol, der einer eventuellen kapazitiven Last entspricht, wird ebenfalls zu höheren Frequenzen hin verschoben.
5. Die Transitfrequenz des Operationsverstärkers ist praktisch unabhängig von der Fertigungstoleranz der Stromverstärkungen aller Transistoren.
6. Die Frequenzkompensation wird mit Hilfe eines kleinen Kondensators erreicht.
7. Ein auf diese Weise kompensierter Operationsverstärker zeigt als System 1. Ordnung eine exponentielle Sprungantwort mit schnellem Einschwingen ohne Oszillieren und ohne langen Nachlauf.

Als Folge der Kompensationskapazität C entsteht ein Frequenzgang, der im Bild 3.19b asymptotisch dargestellt ist. Dieser wird charakterisiert durch eine Gleichspannungsverstärkung A_0, einen dominanten Pol bei der Frequenz f_0, einen geradlinigen Abfall mit einer Neigung von -20 dB/Dekade, einer Transitfrequenz $f_t = A_0 f_0$ und höheren Übertragungspolen jenseits des aktiven Frequenzbandes. Die soeben beschriebene Kompensation ist bekannt als *pole splitting* [38].

Vernachlässigt man die Kollektorleitwerte der Transistoren T_2 und T_4, so erreicht die *Gleichspannungsverstärkung* A_0 annähernd den Wert

$$A_0 = -\frac{u_0}{u_d} = g_m \beta r = \gamma_m \beta r I_1 . \tag{3.99}$$

$\gamma_m = 1/U_T$ ist die normierte Steilheit der Eingangstransistoren T_1 und T_2, β die Stromverstärkung von T_5, r ist der äquivalente Arbeitswiderstand der Ausgangsstufe und $2I_1$ der gesamte Strom der Eingangsstufe.

Die Verstärkung A_0 wird durch die Fertigungstoleranz der Stromverstärkung des Ausgangstransistors beeinflußt. Mit $\beta = 10000$ (tatsächlich ist der Transistor T_5 ein Darlingtontransistor), $r = 50\ \text{k}\Omega$ und $I_1 = 10\ \mu\text{A}$ wird $A_0 = 200000$.

Die Verstärkung im mittleren Frequenzbereich $f > f_0$ ergibt sich aus der Bedingung, daß der Kompensationskondensator C den gesamten Ausgangsstrom der Eingangsstufe übernimmt

$$|A| = \frac{\gamma_m I_1}{2\pi f C}. \tag{3.100}$$

Das Produkt aus Verstärkung und Frequenz $|A| f$ ist konstant, was ein System 1. Ordnung charakterisiert, und ist gleich der *Transitfrequenz*

$$f_t = \frac{\gamma_m I_1}{2\pi C} = \frac{I_1}{2\pi C U_T} = \frac{1}{2\pi C r_E}. \tag{3.101}$$

Deren Wert hängt nur von der Kompensationskapazität C und der Steilheit oder dem Kollektorstrom I_1 der Eingangstransistoren ab. Die Fertigungstoleranz kann in den Grenzen von 20% gehalten werden. Für $I_1 = 10\ \mu\text{A}$ und $C = 30$ pF ergibt sich $f_t = 2{,}1$ MHz.

Dagegen ist die Frequenz des dominanten Pols $f_0 = f_t/A_0$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \beta C r} \tag{3.102}$$

wieder von der Streuung der Stromverstärkung β oder der Gleichspannungsverstärkung A_0 abhängig. Für dieselben Werte wie zuvor ergibt sich $f_0 = 10{,}6$ Hz.

Die *maximale Ausgangsslewrate* S wird durch die Geschwindigkeit bestimmt, mit der die Kompensationskapazität C umgeladen wird. Von den zwei Stufen, die an dieser Umladung teilnehmen, ist die Eingangsstufe die entscheidende. Der Wert des Arbeitsstromes der Ausgangsstufe I_2 ist nur durch die praktische Rücksicht auf einen niedrigen Ruhestromverbrauch begrenzt und ist immer viel größer als $2I_1$, $I_2 \gg 2I_1$.

Unter diesen Bedingungen wird die Kapazität C linear mit einer Geschwindigkeit umgeladen, die sich aus der Integration des maximalen Ausgangsstromes der Eingangsstufe ergibt. Bei einer großen Signalaussteuerung $|u_d| > 4U_T = 100$ mV arbeiten die Eingangstransistoren T_1 und T_2 als Stromschalter, die den gesamten Strom $2I_1$ direkt oder nach einer Inversion durch den Stromspiegel (T_3, T_4) auf die Ausgangsstufe lenken. Die maximale *Ausgangsslewrate* des untersuchten Operationsverstärkers ist paradoxerweise durch den Strom der *Eingangsstufe* festgelegt

$$S = \frac{2I_1}{C}. \tag{3.103}$$

Mit den früher benutzten Werten ergibt sich $S = 0{,}67$ V/µs.

Für viele Anwendungsfälle ist dieser Wert der Slewrate unakzeptabel niedrig. Er schränkt den Frequenzbereich ein, in welchem mit der Nennamplitude $U_0 = 10$ V gearbeitet werden kann, und behindert den Impulsbetrieb. Die *Großsignalgrenzfrequenz* ergibt sich zu $f_P = S/2\pi U_0 = 10{,}6$ kHz.

Leider kann nur sehr wenig zur Verbesserung der Slewrate von bipolaren monolithischen Operationsverstärkern getan werden. Wie aus dem Vergleich der Gln. (3.101) und (3.102) folgt, sind die maximale Slewrate S und die Transitfrequenz f_t eines Operationsverstärkers mit der Konfiguration entsprechend Bild 3.23a durch eine feste Beziehung verknüpft:

$$\frac{S}{f_t} = \frac{4\pi}{\gamma_m} = 4\pi U_T. \tag{3.104}$$

Die Slewrate kann nur durch eine Erhöhung der Transitfrequenz vergrößert werden. Das ist jedoch schwer zu realisieren. Die übermäßige Phasendrehung eines pnp-Lateral-Transistors, verursacht durch die Zeitverzögerung in einer relativ breiten Basis, verhindert die Erhöhung der Transitfrequenz weit über 2 MHz hinaus [15, S. 10–29] [34] [35].

Solange an der Zweistufenkonfiguration festgehalten wird, besteht der einzige Ausweg aus dieser Sackgasse darin, die feste Beziehung entsprechend Gl. (3.104) durch eine künstliche Verringerung der normierten Steilheit der Eingangsstufe zu verändern. Das kann z.B. durch Einfügen von Emittergegenkopplungswiderständen R_E geschehen, die den geforderten zweiten Freiheitsgrad für eine unabhängige Wahl von Transitfrequenz und Slewrate liefern. Die normierte Steilheit und die Transitfrequenz verringern sich dadurch auf

$$\gamma_m^* = \frac{1}{1/\gamma_m + R_E I_1} = \frac{1}{U_T + R_E I_1}, \tag{3.105}$$

$$f_t^* = \frac{\gamma_m^* I_1}{2\pi C} = \frac{I_1}{2\pi C U_T (1 + R_E I_1/U_T)} = \frac{1}{2\pi C (r_E + R_E)}, \tag{3.101 a}$$

während die maximale Slewrate unverändert bleibt.

Die verringerte Transitfrequenz läßt sich nun wieder auf ihren Originalwert bringen, indem die Kollektorarbeitsströme I_1 vergrößert werden.[1]) Das führt schließlich zu einer erhöhten Slewrate S. Die Verbesserung gegenüber dem Ausgangszustand ist proportional zur Höhe des Spannungsabfalls $R_E I_1$ über den Emittergegenkopplungswiderständen

$$\frac{S^*}{f_t^*} = \frac{4\pi}{\gamma_m^*} = 4\pi\,(U_T + R_E I_1). \tag{3.104a}$$

Ein Spannungsabfall von etwa 0,25 V in Reihe mit jedem Emitter der Differenzstufe ist notwendig, um die Slewrate um den Faktor 10 zu erhöhen. Diese Spannungsabfälle heben einander auf, aber deren Schwankungen verschlechtern die Stabilität der Eingangsoffsetspannung und erhöhen das Rauschen. Das ist der Preis, der für eine Verringerung der normierten Steilheit der Eingangsstufe zu zahlen ist.

3.6. Zusammenfassung

1. Die zwei Hauptteile eines Operationsverstärkers sind die Eingangsstufe und die Ausgangsstufe.
2. Die hervorragende Eingangsspannungsstabilität eines bipolaren Operationsverstärkers ist in erster Linie in der hohen stromnormierten Steilheit eines Bipolartransistors

$$\gamma_m = \frac{q}{kT} = \frac{1}{U_T} = 40\ \mathrm{V}^{-1}$$

begründet.
3. Die sehr niedrigen Eingangsbiasströme eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang sind eine Folge des niedrigen Gateleckstromes eines FET.
4. Die *Vorteile eines bipolaren Operationsverstärkers* entsprechend Bild 3.1a sind folgende:

- Die Fertigungstoleranz der Eingangsoffsetspannung

$$E_{os} = U_T \left(\frac{\Delta I_S}{I_S} + \frac{\Delta R_C}{R_C} \right)$$

ist niedrig, typisch 1 mV bis 100 μV.
- Die Hauptkomponente der Temperaturdrift

$$\frac{\mathrm{d}E_{os}}{\mathrm{d}T} = \frac{E_{os}}{T} = 3{,}3\ \mu\mathrm{V/°C} \quad \text{für} \quad E_{os} = 1\ \mathrm{mV}$$

ist proportional zur Eingangsoffsetspannung selbst. Mit dem Abgleich der Eingangsoffsetspannung wird sie ebenfalls zu Null gemacht.
- Die verbleibenden sekundären Komponenten der Temperaturdrift sind niedrig (bei einem Präzisions-Operationsverstärker sind sie von der Größenordnung 0,1 μV/°C).
- Die Spektraldichte der Eingangsrauschspannung

$$e_{no} = 2U_T \sqrt{\frac{q}{I_C}} = 6{,}5\ \mathrm{nV}/\sqrt{\mathrm{Hz}} \quad \text{für} \quad I_C = 10\ \mu\mathrm{A}$$

[1]) Die ungünstige Konsequenz ist die Erhöhung der Eingangsruheströme. Deshalb sind sehr schnell einschwingende Operationsverstärker immer Verstärker mit FET-Eingang, bei denen gleichzeitig die naturgemäß niedrigere normierte Steilheit des FET ausgenutzt wird.

ist niedrig. Der Bereich des vorherrschenden $1/f$-Rauschens ist relativ schmal.

- Die Gleichtaktunterdrückung

$$X_0 = \frac{U_A^2}{U_T\,\Delta U_A} = 106\,\text{dB} \quad \text{für} \quad U_A = 50\,\text{V}, \qquad \Delta U_A/U_A = 1\,\%$$

ist hoch.

5. Die *Nachteile eines bipolaren Operationsverstärkers* entsprechend Bild 3.1a sind folgende:

- Der Eingangsbiasstrom

$$I_b = \frac{I_C}{\beta} = 100\,\text{nA} \quad \text{für} \quad I_C = 10\,\mu\text{A}, \qquad \beta = 100$$

ist hoch und ändert sich mit der Temperatur um etwa $-1\,\%/°\text{C}$.

- Die Eingangswiderstände

$$R_d = 2\,\frac{U_T}{I_b} = 500\,\text{k}\Omega \quad \text{für} \quad I_b = 100\,\text{nA}$$

und

$$R_{cm} = \frac{U_A}{I_b} = 500\,\text{M}\Omega \quad \text{für} \quad U_A = 50\,\text{V}, \qquad I_b = 100\,\text{nA}$$

sind relativ niedrig.

- Die Spektraldichte des Eingangsrauschstromes

$$i_{n0} = \sqrt{2qI_b} = 0{,}18\,\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad \text{für} \quad I_b = 100\,\text{nA}$$

ist relativ hoch.

- Eine Erhöhung der Differenzeingangsspannung über 7 V führt zur Beschädigung oder Zerstörung der Eingangstransistoren durch Emitterdurchbruch.

6. Die *Vorteile eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang* entsprechend Bild 3.7a sind folgende:

- Der Eingangsbiasstrom ist niedrig, typisch $I_b = 1$ pA, und unabhängig vom Drainstrom.
- Die Eingangswiderstände R_d und R_{cm} sind hoch, typisch 1 TΩ.
- Die Spektraldichte des Eingangsrauschstromes

$$i_n = \sqrt{2qI_b} = 0{,}57\,\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad \text{für} \quad I_b = 1\,\text{pA}$$

ist sehr niedrig.

- Die zulässige Differenzeingangsspannung ist hoch, typisch höher als 30 V.

7. Die *Nachteile eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang* entsprechend Bild 3.7a sind folgende:

- Die Fertigungstoleranz der Eingangsoffsetspannung

$$E_{os} = \Delta U_P$$

ist groß, typisch 3 bis 30 mV.

- Die Temperaturdrift

$$\frac{dE_{os}}{dT} = 1{,}1\,\text{mV}/°\text{C}\left(\frac{\Delta I_{DZ}}{I_{DZ}} + \frac{\Delta R_D}{R_D}\right)$$

ist hoch, typisch 5 bis 50 μV/°C, und ist nicht mit E_{os} korreliert. Der einfache Nullpunktabgleich verursacht eine zusätzliche Temperaturdrift von 3,3 μV/°C je 1 mV Änderung von E_{os}, typisch 30 μV/°C für $E_{os} = 10$ mV. Um die Temperaturdrift unter 1 μV/°C zu drücken, ist ein zweistufiger Offset- und Driftabgleich erforderlich.

- Die weiße Komponente der Spektraldichte der Eingangsrauschspannung

$$e_{n0} = \sqrt{8kT/g_m} = 7{,}4\ \mathrm{nV}/\sqrt{\mathrm{Hz}} \quad \text{für} \quad g_m = 0{,}6\ \mathrm{mA/V}$$

ist niedrig, jedoch ist sie von einer ausgeprägten $(1/f)$-Komponente überdeckt.

- Die stromnormierte Steilheit eines FET ist niedrig, typisch $\gamma_m = 3\ \mathrm{V}^{-1}$. Das führt zu einer niedrigen Verstärkung der Eingangsstufe, einem größeren Einfluß weiterer Verstärkerstufen und einer niedrigen Gleichtaktunterdrückung, typisch $X_0 = 80$ dB.
- Der positive Gleichtakteingangsspannungsbereich ist klein.
- Bei großer negativer Gleichtakteingangsaussteuerung steigen die Eingangsströme plötzlich an.
- Die Eingangsbiasströme steigen exponentiell mit der Temperatur an, um den Faktor 2 je 10 °C Temperaturerhöhung. Oberhalb von 100 °C verlieren sich die Vorteile eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang.

8. Einige Nachteile der Bipolaroperationsverstärker und Operationsverstärker mit FET-Eingang lassen sich durch Schaltungsmodifikationen der Eingangsstufe beseitigen: durch aktive Kollektorlast. Bootstrapping, interne Kompensation der Eingangsbiasströme und Überspannungsschutz.
9. Die Ausgangsstufe eines Operationsverstärkers isoliert die Last und liefert die Ausgangsleistung.
10. Frequenzkompensationsnetzwerke sichern die Rückkopplungsstabilität der Operationsschaltung. Widerstands-Kondensator-Kombinationen werden in Parallel-, Rückkopplungs- und Vorwärtskopplungskonfigurationen angewendet.
11. Die zweistufige Konfiguration mit einem Rückkopplungs-Kompensationskondensator ist die Basis für die meisten Universaloperationsverstärker.
12. Ein präziser, schnell einschwingender Operationsverstärker stellt ein schwer zu lösendes Entwicklungsproblem dar.

4. Operationsverstärkertypen

Der vorhergehende Abschnitt zeigte Probleme und Grenzen, auf die sowohl der Konstrukteur als auch der Anwender von Operationsverstärkern trifft. Die Tatsache, daß es unmöglich ist, die idealen Eigenschaften des Operationsverstärkers zu erreichen, hat zu einer Vielzahl von Näherungen geführt, deren Ergebnis eine Mannigfaltigkeit von Konstruktionen und Konstruktionsprinzipien ist.

4.1. Klassifizierungsgesichtspunkte von Operationsverstärkern

Operationsverstärker können auf verschiedene Weise charakterisiert werden, je nach dem, ob man vom Entwurf oder von der möglichen Anwendung ausgeht. Die Klassifizierungsgesichtspunkte nach Bild 4.1 sind:

- Fertigungstechnologie,
- Schaltungstechnik,
- Art der Signaleingänge,
- Programmierbarkeit,
- Ausgangsleistung und
- Anwendung.

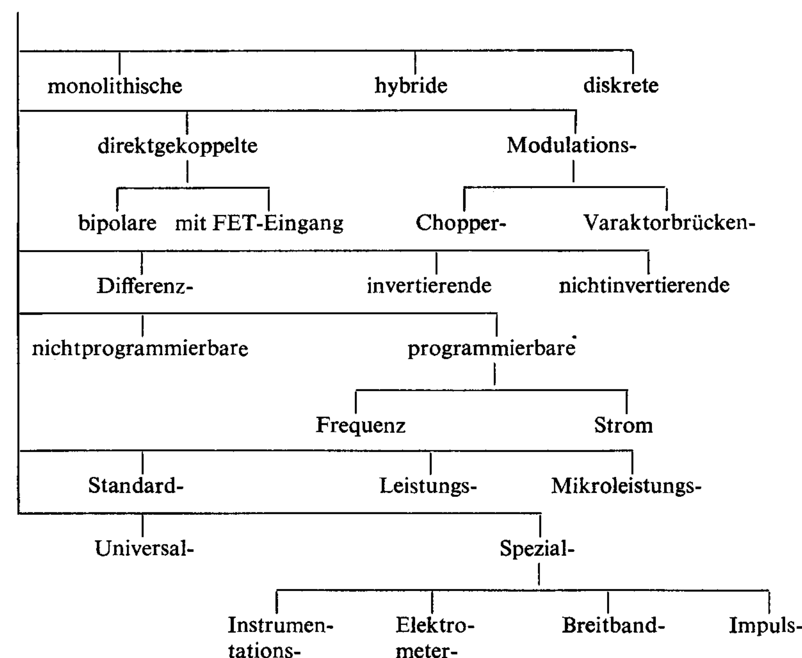


Bild 4.1. Typen von Operationsverstärkern

Jeder Zweig repräsentiert einen Klassifizierungsgesichtspunkt: Fertigungstechnologie, Schaltungstechnik, Arten der Signaleingänge, Programmierbarkeit, Ausgangsleistung und Verwendungszweck.

4.1.1. Fertigungstechnologie

In der Produktion der Operationsverstärker wird überwiegend die *monolithisch integrierte Technologie* angewendet. Das Wesentliche dieser Technologie besteht in der gleichzeitigen Fertigung aller aktiven und passiven Schaltkreiskomponenten von mehreren hundert Verstärkern auf einer Siliziumscheibe in einer Reihe von Maskierungs-, Diffusions-, Bedampfungs- und Ätzprozessen. Der Charakter der Massenproduktion dieser primären technologischen Prozesse und die mikroskopischen Dimensionen des Halbleiterchips ergeben einen niedrigen Preis und eine hohe Packungsdichte – die stärksten Seiten der monolithischen Technologie, die dazu geführt haben, daß der Operationsverstärker ein alltägliches Bauelement wurde. Es scheint nur eine Frage der Zeit zu sein, daß die monolithische Technologie auch bei der Herstellung von speziellen Verstärkern, die bisher zwei anderen Technologien vorbehalten sind, konkurrenzfähig wird.

Die *Technologie der Montage diskreter Bauelemente* besteht in konventioneller Bestückung verkapselter diskreter Bauelemente auf einer gedruckten Leiterplatte und deren Verbindung mittels Lötung. Nach ihrem Abgleich wird die Schaltung vollständig mit Epoxydharz in Form eines kompakten Moduls vergossen. Der beträchtliche Anteil manueller Arbeit führt zu höheren Kosten; eine große Freiheit in der Wahl der Bauelemente – eingeschlossen integrierte Schaltkreise – ermöglicht es, Spitzeneigenschaften zu erzielen.

Die *Hybridtechnologie* vereinigt die Vorteile der beiden beschriebenen Technologien. Sie besteht in der Fertigung aller Widerstände und Leitungsbahnen auf einem neutralen keramischen Substrat. Auf dieses Substrat werden die unverkapselten Halbleiterchips, Kondensatoren und möglicherweise Präzisionswiderstände montiert. Danach erfolgt die Verkapselung auf die gleiche Art wie bei monolithisch integrierten Schaltkreisen. Die Widerstände und Leitungsbahnen werden entweder durch Maskendruck und Einbrennen von Widerstands- und Leitpasten *(Dickfilm-Technologie)* oder durch Aufdampfen oder Aufsprühen und selektives Ätzen von dünnen Metallfilmen *(Dünnfilm-Technologie)* hergestellt. Die Zukunft der Hybridtechnologie liegt in der Herstellung von speziellen Operationsverstärkern, die aus technologischen und ökonomischen Gründen nicht in der monolithischen Technologie realisierbar sind.

4.1.2. Schaltungstechnik

Die überwiegende Zahl der Operationsverstärker sind *direktgekoppelte Verstärker* mit direkter Verstärkung der Signale. Da der Typ der in der Eingangsstufe verwendeten Transistoren die Verstärkerparameter stark beeinflußt, werden direkt gekoppelte Verstärker in bipolare Typen und Typen mit FET-Eingang unterteilt.

Bipolare Operationsverstärker mit einem Paar bipolarer Eingangstransistoren besitzen eine gute oder hervorragende Stabilität der Eingangsoffsetspannung, aber nur mittlere oder große Eingangsbiasströme und mittlere oder kleine Eingangswiderstände. Als Folge der Entwurfskompromisse ist ihre Dynamik oftmals niedrig.

Operationsverstärker mit FET-Eingang haben niedrige Eingangsbiasströme und hohe Eingangswiderstände, jedoch auf Kosten einer schlechteren Stabilität der Eingangsoffsetspannung. Die Unabhängigkeit der Eingangsbiasströme von der Höhe des Arbeitsdrainstromes der Eingangsstufe ermöglicht eine Verbesserung der dynamischen Parameter ohne Verringerung der Genauigkeit.

Obwohl man prinzipiell auch einen Doppel-MOSFET in der Eingangsstufe verwenden kann, wird das nur selten gemacht. Der Grund dafür ist die schlechte Zeit- und Tempera-

turkonstanz der Abschnürspannung sowie die Schwierigkeit, die Gates wirksam gegen elektrostatischen Durchbruch zu schützen.

Die zweite Gruppe von Operationsverstärkern verwendet die *Modulationstechnik* zur Signalverstärkung. Ihr Anwendungsgebiet ist durch die gegenwärtigen Grenzen der direkt gekoppelten Verstärker gegeben und wird ständig schmaler. Von praktischer Bedeutung sind Verstärker vom Chopper-Typ und Kapazitätsdioden-Brückenverstärker.

Im *Chopperverstärker* wird die Eingangsspannung zerhackt und nachfolgend in einem Wechselspannungsverstärker verstärkt. Von einem synchronen Demodulator sowie anschließender Filterung wird der Signalpegel wieder restauriert. In neueren Entwicklungen finden nur MOSFETs oder FETs als Chopper Verwendung. Das Übertragungsband des Chopperverstärkers ist schmal, etwa ein Zehntel der Modulationsfrequenz. Es kann aber durch Hinzufügen eines parallelen Hochfrequenzverstärkungspfades beliebig verbreitert werden *(chopperstabilisierter Operationsverstärker)*. Der Chopperverstärker findet seine Anwendung dort, wo sowohl niedrige Eingangsoffsetspannung als auch niedriger Eingangsbiasstrom gefordert werden. Seine Hauptnachteile sind übermäßiges Rauschen und – wenn nicht richtig entworfen – Chopperspitzen (Spikes).

In enger Beziehung zu den oben beschriebenen steht der durch *Rücksetzen stabilisierte Verstärker*. Grundsätzlich ist dies ein direkt gekoppelter Verstärker, der im intermittierenden Betrieb arbeitet: Messung und automatischer Nullabgleich wechseln ständig. Dem Verstärker ist ein Analogspeicher hinzugefügt, der die notwendige externe Offsetnullspannung speichert und periodisch erneuert. Verstärker dieser Art werden in Geräten mit intermittierender Betriebsweise angewandt (Digitalvoltmeter, Mehrkanal-Datenerfassungssysteme usw.).

Das Schlüsselelement eines *Kapazitätsdioden-Brücken-Operationsverstärkers* ist eine Kapazitätsbrücke. Sie besteht aus zwei Dioden (Varactoren) mit spannungsabhängigen Kapazitäten, die mit einer hochfrequenten Spannung von einem Transformator gespeist und durch das Eingangssignal verstimmt wird. Über der Meßdiagonalen der verstimmten Brücke entsteht eine der Amplitude des Eingangssignals proportionale Wechselspannung, die dann verstärkt, synchron gleichgerichtet und gefiltert wird. Der Vorteil von Varactorbrückenverstärkern besteht im niedrigen Eingangsbiasstrom und im niedrigen Eingangsrauschstrom. Ihre Hauptdomäne sind Elektrometeranwendungen, wo ihre kleine Bandbreite kein Nachteil ist.

4.1.3. Arten der Signaleingänge

Der *Differenzoperationsverstärker* ist der universell einsetzbare und gebräuchlichste Typ. Seine beiden Eingänge sind funktionell äquivalent, der einzige offensichtliche Unterschied besteht in der Polarität der Verstärkung. Für Universalität ist jedoch immer ein Preis zu bezahlen, entweder in Form höherer Kosten oder in Form von Kompromißlösungen beim Entwurf. Das ist der Grund dafür, weshalb es spezielle Verstärker mit begrenzter Nutzbarkeit eines Einganges, aber mit günstigerem Funktions-Kosten-Verhältnis gibt.

Beim *invertierenden Operationsverstärker* kann nur der invertierende Eingang aktiv verwendet werden, der nichtinvertierende Eingang wird als Bezugspunkt *(Signalmasse)* benutzt. Es gibt drei Gruppen dieses Verstärkertyps: schnelle vorwärtsgekoppelte Operationsverstärker, chopperstabilisierte Operationsverstärker und Varactorbrücken-Operationsverstärker für die Messung sehr kleiner Ströme.

Beim *nichtinvertierenden Operationsverstärker* kann das Signal an jeden der beiden Eingänge angelegt werden, aber nur der nichtinvertierende Eingang bietet einen hohen

Gleichtakteingangswiderstand sowie niedrige Eingangsbias- und Rauschströme. Es gibt zwei Gruppen nichtinvertierender Operationsverstärker: Chopperverstärker zur Verstärkung sehr kleiner Spannungen und Kapazitätsdioden-Brücken-Operationsverstärker zur Spannungsmessung an Objekten mit sehr hohem Innenwiderstand.

4.1.4. Programmierbarkeit

Ein Operationsverstärker, für den nichts als der Anschluß von Betriebsspannungen nötig ist, erscheint sehr attraktiv. Unter diesem Gesichtswinkel wurden die vielen externen Frequenzkompensationselemente der ersten monolithischen Operationsverstärker als Nachteil angesehen. Es wurde jedoch bald erkannt, daß ein kleiner externer Kondensator einen akzeptablen Preis für die bedeutende dynamische Anpaßfähigkeit des Verstärkers darstellt – der ursprüngliche Nachteil wurde zum Vorteil.

Und so werden sowohl der in seiner Funktion nicht beeinflußbare als auch der programmierbare Verstärker verwendet. Die Eigenschaften des ersteren sind (abgesehen von der Möglichkeit einer externen Nullpunkteinstellung oder vom Einfluß der Betriebsspannung auf den Eingangsspannungs- und Ausgangsspannungsbereich) vom Hersteller festgelegt, während die Eigenschaften des zweiten vom Anwender modifiziert werden können. Es werden zwei Arten der Programmierung angewendet: die schon erwähnte Frequenzkompensation und die Stromprogrammierung.

Die *Frequenzkompensation* wird durch Formung des Frequenzganges des Operationsverstärkers mit Hilfe externer Kompensationselemente vorgenommen; abhängig vom Grad der Spannungsteilung im Rückkoppelzweig, von der Signalbandbreite, von der geforderten Phasensicherheit, dem erlaubten Überschwingen usw.

Stromprogrammierung heißt Einstellung des Versorgungsstromes des Operationsverstärkers mit Hilfe eines externen Steuerstromes. Das Ziel besteht darin, einen optimalen Kompromiß zwischen dem Leistungsverbrauch und den dynamischen Eigenschaften des Verstärkers zu finden. Der Steuerstrom läßt sich auch während des Verstärkerbetriebes verändern (Reduzierung des Leistungsverbrauchs in Pausenintervallen, Realisierung des Schaltverstärkers usw.).

4.1.5. Ausgangsleistung

Die verfügbare Ausgangsleistung steht in gewisser Beziehung zur Verlustleistung des Verstärkers und ist deshalb durch die Kühlwirksamkeit seines Gehäuses begrenzt.

Der *monolithische Standardoperationsverstärker*, im Multipin-Gehäuse T05 (sehr oft T099-Typ) oder im Plast- oder Keramikgehäuse DIP, liefert eine Nennausgangsleistung von $10\,V \times 5\,mA = 50\,mW$ an $2\,k\Omega$ Last. Die Nennausgangsleistung von diskreten Verstärkern – insbesondere der schnelleren – beträgt $10\,V \times 20\,mA = 200\,mW$ an $500\,\Omega$ Last. Der hybride Standardverstärker liegt zwischen den beiden Typen.

Manchmal ist es wünschenswert, die Ausgangsleistung sowohl bezüglich des Stromes als auch der Spannung zu vergrößern. Aufgrund der Natur der Halbleiterkomponenten sind jedoch die Hochspannungsverstärker eine Ausnahme, und so werden, falls wirklich erforderlich, Spannungstreiber verwendet.

Monolithische und hybride *Leistungsoperationsverstärker* sind üblicherweise in einem 8-pin-Gehäuse T03 untergebracht, dessen Wärmewiderstand sich durch einen passenden Kühlkörper effektiv senken läßt. Sein Ausgangsstrom kann einige Amperes betragen, und er kann bis zu einigen zehn Watt Ausgangsleistung liefern. Das Hauptentwurfsproblem

– speziell bei monolithischen Verstärkern – stellt die Unterdrückung der thermischen Rückkopplung vom Ausgang zum Eingang dar.

Der entgegengesetzten Forderung nach sehr kleinem Leistungsverbrauch wird durch *Mikroleistungs-Operationsverstärker* entsprochen. Ihr Versorgungsstrom kann bis zu einigen Mikroamperes und ihr Leistungsverbrauch einige zehn Mikrowatt betragen.

4.1.6. Verwendungszweck

Universaloperationsverstärker sind für allgemeine Anwendungen gedacht, gegenwärtig sind sie ausnahmslos monolithisch. Ihre hauptsächlichen charakteristischen Merkmale sind niedriger Preis, geringe Größe, ein großer Bereich der Betriebsspannungen, geschützter Ein- und Ausgang, wenige oder keine externen Bauelemente, eine nicht allzu hohe Transitfrequenz und deshalb eine nicht allzu große Neigung zum Schwingen, keine latch-up-Probleme und angemessene Parameter, wie sie mit einer monolithischen Standardtechnologie erreichbar sind.

Verstärker, die in gewisser Hinsicht die Eigenschaften eines Universalverstärkers übertreffen, werden *Spezialverstärker* genannt. Die Grenzlinie zwischen den Universal- und Spezialverstärkern ist gleitend – was gestern das Beste war, ist heute Standard. Spezialverstärker sind teurer, und oft ist ein Kompromiß zwischen Präzision und Geschwindigkeit notwendig.

Präzisionsoperationsverstärker werden durch niedrige Eingangsfehlerquellen charakterisiert. Die Unterdrückung nur einer der beiden möglichen Fehlerquellen – Spannung oder Strom – ist leichter erzielbar und in der Regel auch ausreichend.

Instrumentationsoperationsverstärker besitzen eine kleine Eingangsoffsetspannung und eine kleine Drift, eine kleine Rauschspannung, eine angemessene Verstärkung und eine angemessene Gleichtaktunterdrückung. Meist sind es direktgekoppelte Bipolarverstärker. Wenn jedoch anspruchsvolle Forderungen bestehen, wird immer noch die Choppertechnik angewandt.

Elektrometeroperationsverstärker besitzen sehr kleine Eingangsbias- und Eingangsrauschströme sowie hohe Eingangswiderstände. In den meisten Fällen sind es Verstärker mit FET-Eingang. In anspruchsvollen Anwendungen sind MOSFET- oder Kapazitätsdioden-Brückenverstärker gebräuchlich.

Für Anwendungen, bei denen gleichzeitig besonders niedrige Spannungs- und Stromfehler notwendig sind, werden Chopperverstärker oder dynamisch getrimmte Verstärker mit FET-Eingang verwendet.

Schnelle Operationsverstärker dienen der Verarbeitung oder Erzeugung schneller analoger Signale. Die Existenz zweier Anwendungsgebiete mit unterschiedlichem theoretischem Hintergrund führte zur Einteilung in Breitband- und Impulsverstärker.

Breitbandoperationsverstärker sind für die Verarbeitung schneller, im Frequenzbereich beschriebener Signale vorgesehen (Breitbandspannungs- und -stromverstärker, aktive Filter, Oszillatoren). Das Maß für ihre Qualität sind ein kleiner Vektor- oder Amplitudenfehler (Abschn. 8.) und kleine nichtlineare Verzerrungen in einem bestimmten Frequenzband. Sie sind durch ihre hohe Transitfrequenz und hohe Großsignalbandbreite gekennzeichnet. Oftmals wird eine Vorwärtsfrequenzkompensation angewandt.

Impulsoperationsverstärker sind für die Verarbeitung von Signalen vorgesehen, die im Zeitbereich beschrieben werden (Impulsspannungs- und -stromverstärker, D-A-Konverter, Multiplexer, Sample-hold-Verstärker, Spitzendetektoren, Schaltverstärker). Ihre Grundeigenschaft ist eine kurze Einschwingzeit. Neben einer hinreichenden Transitfrequenz und Anstiegsgeschwindigkeit haben sie eine kontrollierte Form des Frequenz-

Tafel 4.1. Garantierte Parameter (min bzw. max) ausgewählter Operationsverstärker (Betriebsspannung ±15 V; Umgebungstemperatur 25°C). In Klammern angegebene Tafelwerte sind typische Werte

Verstärkertyp	Typ	Hersteller	Technologie	Gehäuse	E_{os} V	$\Delta E_{os}/\Delta T$ µV/°C	I_b A	I_{os} A	$\Delta I_b/\Delta T$ pA/°C	$E_{n,ss}$ 0,01 bis 1 Hz µV	$E_{n,eff}$ 10 Hz bis 10 kHz µV	$I_{n,ss}$ 0,01 bis 1 Hz pA	$I_{n,eff}$ 10 Hz bis 10 kHz pA
Universal, bipolar	µA 741	Fairchild Seminconductor	M	T099	5 m	(10)	500 n	200 n	(500)	(2,5)	(2,5)	(25)	(25)
Universal, FET-Eingang, BiFET	TL081	Texas Instruments	M	8 pin dual in line	15 m	10	0,4 n	0,2 n	–	–	–	–	–
Instrumentation, bipolar	OP-07	Precision Monolithies	M	T099	75 u	1,3	3 n	2,8 n	50	0,6	1	30	15
Instrumentation, FET-Eingang	LH 0052	National Semiconduktor	M/H	T099	0,5 m	5	2,5 p	0,5 p	(0,2)	(3)	(3)	–	–
invertierend, Chopper-stabilisiert	234 L	Analog Devices	D	38 × 38 × 10mm	20 u	0,1	100 p	NA	1	(0,7)	(2)	(2)	–
nichtinvertierend, Choppertyp	261 K	Analog Devices	D	38 × 38 × 16mm	25 u	0,1	300 p	NA	10	0,4	NA	(8)	NA
nichtinvertierend, Choppertyp	WSH 222 A	Tesla	H	20 × 35 × 5mm	10 u	0,1	10 n	NA	(10)	(0,4)	NA	–	NA
Elektrometer, FET-Eingang	WSH 223 A	Tesla	H	T08	1 m	25	100 f	(10 f)	(0,003)	(9)	(5)	(0,003)	–
Elektrometer, MOSFET-Eingang	ICH 8500 A	Intersil	H	T099	20 m	100	10 f	–	–	–	–	–	–
Elektrometer, Kapazitätsdioden-brücke	310 K	Analog Devices	D	42 × 76 × 17mm	ADJ	10	10 f	NA	(0,001)	(10)	NA	(0,001)	NA
Breitband, invertierend	HVA-23	ILC-Data Device Corp.	H	T08	ADJ	25	150 n	NA	3000	–	(3)	–	–
Impulsverstärker, FET-Eingang	46 K	Analog Devices	D	31 × 48 × 15mm	3 m	25	100 p	–	(3)	(5)	(2)	(0,1)	–
Impulsverstärker, FET-Eingang	WSH 217 A	Tesla	H	T08	1 m	25	25 p	(2 p)	(1)	(8)	(2)	(0,005)	–
Kleinleistung, programmierbar	UC 4250	Solitron	M	T099	3 m	(5)	7,5 n	3 n	(10)	(5)	(5)	(10)	(10)
Leistungsverstärkung	LH 0021	National Semiconductor	H	T03	3 m	25	300 n	100 n	1	–	(5)	–	(50)

Typ	A_0	X_0 dB	R_d Ω	R_{cm} Ω	f_t MHz	f_p kHz	S V µs	t_s 0,1% µs	U_0 V	I_0 mA	R_L Ω	U_{cm} V	U_B V	I_B mA
µA 741	50 k	70	300 k	(500 M)	(1)	(8)	(0,5)	(25)	±10	±5	2 k	±12	±5 bis ±22	(1,7)
TL 081	25 k	70	10^{12}	–	3	0,2	13	–	±10	±5			±11 bis ±18	–
OP-07	200 k	110	20 M	(200 G)	(1)	(4)	(0,25)	(50)	±12	±6	2 k	±13	±3 bis ±22	(2,5)
LH 0052	100 k	76	(1 T)	(1 T)	(1)	(40)	1,5	(5)	±10	±10	1 k	±12	±5 bis ±20	(3)
234 L	10 M	NA	300 k	NA	(2,5)	(500)	(30)	(3)	±10	±5	2 k	NA	±12 bis ±18	(5)
261 K	10 M	(110)	(40 k)	(1 G)	–	(3 Hz)	0,0001	–	±10	±5	2 k	±1	±14 bis ±16	(7)
WSH 222 A	10 M	(110)	(10 G)	(10 G)	–	(3Hz)	(0,0002)	–	±10	±1	10 k	±0,1	±14 bis ±16	(0,8)
WSH 223 A	25 k	(90)	(10 T)	(1000 T)	(0,5)	(8)	(0,5)	(25)	±10	±5	2 k	±10	±5 bis ±18	(2)
ICH 8500 A	20 k	60	–	–	(1)	(8)	(0,5)	–	±12	±1,2	10 k	±10	±5 bis ±18	(2)
310 K	100 k	NA	(300 G)	NA	(2 kHz)	7 Hz	0,0004	–	±10	±5	2 k	NA	±12 bis ±18	(+15, −6)
HVA-23	86 k	NA	250 k	NA	100	10 MHz	600	–	±10	±30	330	NA	±12 bis ±18	(20)
46 K	25 k	72	(100 G)	(100 G)	(40)	10 MHz	1000	0,1	±10	±100	100	±10	±12 bis ±18	(55)
WSH 217 A	100 k	80	(100 G)	(100 G)	8	0,8 MHz	50	0,8	±10	±20	500	±10	±12 bis ±18	(9)
UC 4250	100 k	70	–	–	(70 kHz)	(300 Hz)	(0,02)	–	±12	±0,12	100 k	±13,5	±1 bis ±18	(6 µA)
LH 0021	25 k	70	300 k	–	–	(40)	1,5	(4)	±11	±1,1 A	10	±12	±5 bis ±18	(2,5)

M – monolithisch, H – hybrid, D – diskret, M/H – zwei-Chip-monolithisch, ADJ – externer Nullabgleich möglich, NA – nicht anwendbar

ganges (Abschn. 9.). Sie sind meistens als zweistufige Verstärker mit einem einzigen dominierenden Kompensationskondensator ausgeführt.

Die *Parameter gebräuchlicher Operationsverstärker* sind in der Tafel 4.1 zusammengestellt.

4.2. Zusammenfassung

1. Operationsverstärker werden in monolithischer, hybrider oder diskreter Technologie hergestellt. Die erstere herrscht vor, die letztere geht zurück.
2. Der vorherrschende Typ ist der direktgekoppelte bipolare Operationsverstärker. Der Anwendungsbereich des Chopperverstärkers und des Varactor-Brückenverstärkers wird schmaler.
3. Der Differenzoperationsverstärker hat zwei äquivalente Eingänge. In einigen speziellen Verstärkern ist einer der Eingänge nur begrenzt verwendbar.
4. Frequenzkompensation und Stromprogrammierung passen den Operationsverstärker an eine spezielle Anwendung an (Transitfrequenz, maximale Slewrate, Ruheleistungsverbrauch).
5. Die Standardausgangsleistung eines monolithischen Operationsverstärkers ist 10 V × 5 mA an 2 kΩ Last. Ein Leistungsverstärker liefert eine Ausgangsleistung von 10 V × 5 A oder 100 V × 0,1 A, während ein Mikroleistungsverstärker etwa nur 2 V × 1 μA verbraucht.
6. Der Universalverstärker ist für den größten Teil der Aufgaben anwendbar. Der Instrumentationsverstärker ist für die Verstärkung kleiner Spannungen vorgesehen; der Elektrometerverstärker dient der Verstärkung kleiner Ströme oder zur Messung an hochohmigen Signalquellen. Der Breitbandverstärker wurde zur Verarbeitung schneller Signale im Frequenzbereich geschaffen, der Verstärker mit kurzer Einschwingzeit (Impulsverstärker) ist für die Verarbeitung schneller Zeitsignale vorgesehen.

5. Messung der Parameter von Operationsverstärkern

Die Messung der Parameter von Operationsverstärkern dient dem Ziel, herauszufinden, wie nahe der Verstärker seinem Ideal kommt. Dank der Natur dieses Ideals reduziert sich die Messung der Funktionsparameter direkt oder indirekt auf die Feststellung der Abweichungen der Eingangsspannung und der Eingangsströme von Null. Die Voraussetzungen für eine zuverlässige Messung sind:

- eine passende Methode
- eine ausreichende Meßausrüstung
- ein kritischer Experimentator.

Meßmethode

Eine notwendige Voraussetzung für die Messung der Mehrzahl der Parameter von Operationsverstärkern, insbesondere der linearen Parameter, ist deren Betrieb im linearen Bereich. Wegen der hohen Verstärkung kann diese Voraussetzung nicht ohne Rückkopplung erfüllt werden. Daher stellt jede Meßanordnung eine spezielle Operationsschaltung dar, die die Übersteuerung des Ausgangs des gemessenen Verstärkers durch sein eigenes Offset und Rauschen automatisch verhindert.[1]) Die Meßanordnung wird so gewählt, daß die Ausgangsspannung möglichst einem einzigen gemessenen Parameter direkt proportional ist.

Wie das erreicht werden kann, wird in diesem Abschnitt erläutert. Die Meßanordnungen sind zur Anwendung in Laboratorien bestimmt, in denen die Messung an Operationsverstärkern keine Routinearbeit, sondern eine gelegentliche Aufgabe ist. Deren Vorteile sind leichte und schnelle Vorbereitung, Benutzung von Standardmeßgeräten und ein übersichtliches Testverfahren, das die Möglichkeit großer Fehler herabsetzt. Sie sind jedoch zeitraubend und erfordern ein beträchtliches Mitwirken des Experimentators am Meßprozeß, weshalb sie nicht für die Messung großer Stückzahlen geeignet sind.

Meßausrüstung

Die tatsächlichen Werte der Parameter von Operationsverstärkern verursachen in konkreten Schaltungen Fehler, die klein sein müssen, wenn diese Schaltungen sinnvoll sein sollen. Die genaue Kenntnis dieser Parameter ist unnötig, da sie ja nur die Genauigkeit der Fehlerterme der Operationsgleichung beeinflussen.

Dieses Merkmal unterscheidet den Operationsverstärker z.B. vom Instrumentationsverstärker oder von geschlossenen analogen Schaltungen. Es kennzeichnet auch die allgemeine „Philosophie" der Messung von Operationsverstärkern:

1. Eine Meßgenauigkeit von 1 bis 10% ist befriedigend und ein Fehler von 100% in den meisten Fällen annehmbar. Sogar die Bestimmung nur der Größenordnung einiger Parameter spezieller Operationsverstärker kann als Erfolg angesehen werden. Der Pegel der gemessenen Signale ist in der Regel niedrig, und bei speziellen Verstärkern nähert er sich der Nachweisgrenze.

[1]) Die Kontinuität des Textes wird hier unterbrochen, da die Analyse von Operationsschaltungen erst im zweiten Teil des Buches vorgestellt wird. Der Leser wird auf die entsprechenden Abschnitte verwiesen, und es wird empfohlen, den praktisch orientierenden Abschnitt 5. zu überfliegen oder zu überspringen und später darauf zurückzukommen.

2. Die Eignung eines Meßinstruments wird eher nach seiner Empfindlichkeit (Auflösung) als nach seiner Genauigkeit beurteilt.
3. Viele Meßverfahren nutzen die Verstärkung des gemessenen Operationsverstärkers selbst aus, um kritische Signale auf einen besser meßbaren Pegel zu heben.

Die Liste der Geräte, die für den Test von Operationsverstärkern benötigt werden, umfaßt:

- Eine zuverlässige *Testfassung* mit kleinen Kapazitäten und niedrigen Leckströmen.
- Eine *zweifache Spannungsquelle* mit elektronischer Kurzschlußsicherung, einstellbar im Bereich von 0 bis ± 24 V bezogen auf das gemeinsame Null, mit einer guten Stabilität (0,1 %), geringem Brumm (U_{SS} = 1 mV) und einer günstigen Sprungantwort (ohne Schwingen).
- Ein *Zweikanaloszilloskop* mit 100 MHz Bandbreite, einer Empfindlichkeit von 2 mV/cm und einer schnellen Erholung nach Übersteuerung (dieser Parameter wird nicht angegeben und muß getestet werden – s. auch Abschn. 9.).
- Ein $3^1/_2$-Dekaden-*Digitalvoltmeter* mit einer Auflösung von 10 µV.
- Eine *zweifache Referenzspannungsquelle* mit einer Stabilität von 0,01 % und einstellbar im Bereich von 0 bis ±20 V (als Ersatz kann auch eine zweite Spannungsquelle benutzt werden).
- Ein *Sinusgenerator*, der im Frequenzbereich von 10 Hz bis 10 MHz eine Ausgangsspannung zwischen 1 mV und 10 V liefern kann, vorteilhaft kombiniert mit einem Rechteckgenerator.
- Ein *Impulsgenerator*, der sowohl positive als auch negative Impulse der Amplitude 0 bis ±10 V an 50 Ohm liefern kann, mit einer Anstiegszeit von 10 ns und einem Wiederholfrequenzbereich von 0 bis 10 MHz.
- Zwei *Wechselspannungsvoltmeter* mit einem Arbeitsbereich von 10 Hz bis 10 MHz und Meßbereichen von 1 mV bis 10 V.
- Ein echter *Effektivwertmesser* mit einer Bandbreite von 10 Hz bis 10 MHz und Meßbereichen von 1 mV bis 10 V.
- Ein *Gleichstrommesser* mit Meßbereichen von 0,1 bis 100 mA.
- Ein *XY-Schreiber* mit einer Empfindlichkeit zwischen 1 und 10 mV/cm und einer eingebauten Zeitbasis.
- Ein *Bandschreiber* mit Bereichen von 1 mV bis 10 V und einer Vorschubgeschwindigkeit von 10 cm/h bis 10 cm/min.
- Eine *Temperaturkammer* mit einem Volumen von 10 bis 100 l, mit einer zwischen –55 °C und 125 °C programmierbaren Temperatur.
- Eine Reihe von genauen Dünnfilmwiderständen, Hochohmwiderständen, Polystyrolkondensatoren, Hilfsoperationsverstärkern, Schaltern, Einstellreglern, Tantalkondensatoren sowie andere übliche aktive und passive elektronische Bauelemente.

Die genannte Zusammenstellung von Meßgeräten ist ein Optimum. Selbstverständlich können einige Forderungen, die die Parameter und das Sortiment der Geräte betreffen, herabgesetzt werden, was aber auf Kosten der Bequemlichkeit und der Genauigkeit der Messung geht. Einige Tests können dann sogar unrealisierbar werden.

Der Experimentator

Neben der Routinearbeit erwartet man vom Experimentator eine kritische Auswertung der Meßresultate durch Vergleich mit den publizierten Daten und unter Ausnutzung seiner eigenen Erfahrungen. Letztere können nur aus den eigenen Fehlern gewonnen werden. Die Hinweise am Ende des Abschnittes können als Orientierung dienen.

5.1. Offset und Rauschen

Ein gemeinsames Merkmal der additiven Parameter (Offset, Rauschen) ist ihr aktiver, quellenartiger Charakter. Diese Parameter können ohne irgendeine Signalaussteuerung gemessen werden.

Noch viel wichtiger ist der Fakt, daß die äquivalenten und tatsächlich nicht existenten Fehlerquellen selbstmeßbar in dem Sinne sind, daß sie praktisch vollkommen vom unvollkommenen gemessenen Verstärker selbst verstärkt und separiert werden können.

5.1.1. Eingangsoffsetspannung

Die Schaltung im Bild 5.1 ist für die Messung aller Typen von Operationsverstärkern anwendbar. Die Eingangsoffsetspannung erscheint am Ausgang mit dem Faktor 1000 vergrößert und kann in einem bequemen Maßstab (1 V ≙ 1 mV) abgelesen werden. Für den Fall eines extrem großen Offsets ($E_{os} > 10$ mV), was zur Übersteuerung des Ausgangs führt, ist der Widerstand R_2 auf 10 kΩ zu reduzieren.

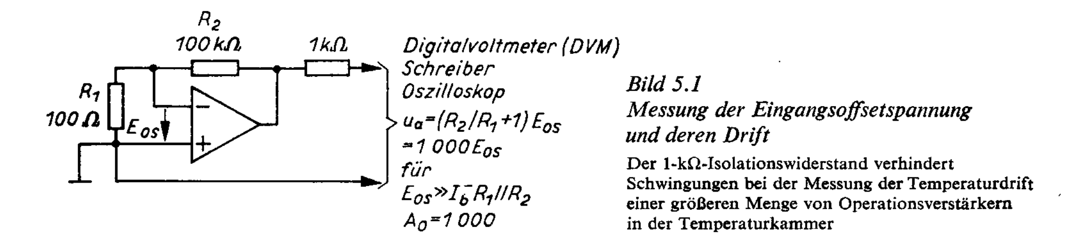


Bild 5.1
Messung der Eingangsoffsetspannung und deren Drift
Der 1-kΩ-Isolationswiderstand verhindert Schwingungen bei der Messung der Temperaturdrift einer größeren Menge von Operationsverstärkern in der Temperaturkammer

Die Messung von Instrumentations-Operationsverstärkern mit niedrigem E_{os} kann durch thermoelektrische Spannungen gestört werden, die im Widerstand R_1 und an seinen Anschlüssen entstehen. Es hilft, die gesamte Schaltung in einer Box unterzubringen, die diese gegen Luftbewegungen und Wärmestrahlung (z.B. vom menschlichen Körper) schützt. Mit Hilfe eines Bandschreibers und eines parallel angeschlossenen Digitalvoltmeters kann man beobachten, in welchem Maße Temperaturtransienten verschwinden, die durch Berührung der Schaltung mit warmen Händen oder nach dem Einschalten entstehen.

5.1.2. Eingangsoffsetspannungsdrift

Die Schaltung im Bild 5.1 kann auch für die Messung der Eingangsoffsetspannungsdrift benutzt werden. Die allgemeine Regel ist, alle äußeren Bedingungen aufrechtzuerhalten, außer jener, deren Wirkung abgeschätzt werden soll.

Temperaturdrift $\Delta E_{os}/\Delta T$

Im Falle der Temperaturdrift erfordert das nicht nur eine konstante Betriebsspannung, sondern auch eine unveränderliche räumliche Konfiguration in der Temperaturkammer und einen bei allen Temperaturen einschließlich dem Test bei Raumtemperatur laufenden Ventilator. Dieser darf nicht vom Kommutatortyp sein, weil durch die entstehenden Funken ein zusätzliches Offset verursacht würde. (Es ist besser, den Ventilator beim Ab-

lesen abzustellen.) Wegen der starken Luftturbulenzen innerhalb der Temperaturkammer lohnt es sich, Instrumentationsverstärker in einer besonderen Box unterzubringen. Nachteilig sind vergrößerte Zeitkonstanten. Ein laufender Bandschreiber zeigt am besten an, wann abgelesen werden soll (Bild 5.2a).

Es kann auch vorteilhaft sein, den Ausgang des Operationsverstärkers mit Hilfe eines Oszilloskops zu beobachten. Obwohl wegen der starken Spannungsteilung im Rückkopplungszweig keine Schwinggefahr besteht, kann ein verrauschtes Oszillogramm ein verdächtiges Verhalten des Operationsverstärkers bei extremen Temperaturen signalisieren.

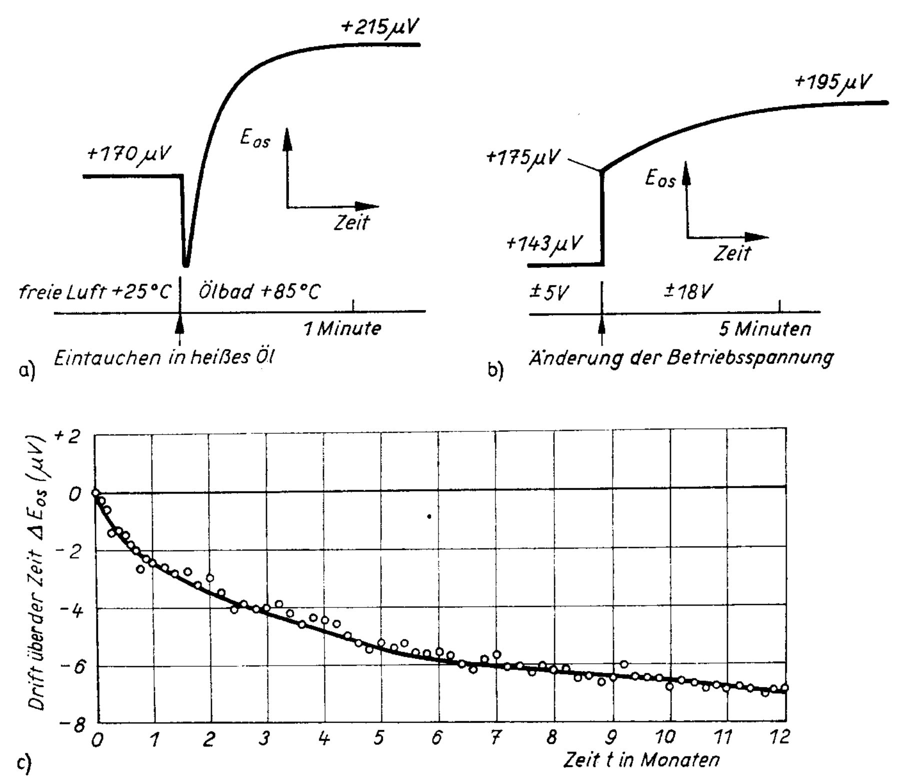


Bild 5.2. Aufzeichnungen der Eingangsoffsetspannungsdrift
a) Temperaturdrift; b) Drift mit der Betriebsspannung; c) Langzeitdrift

Wegen des Interferenzrauschens müssen die Rückkopplungswiderstände dicht am Verstärker, d.h. auch in der Temperaturkammer, angeordnet werden, so daß sie die potentielle Quelle einer sekundären Temperaturdrift $a_{12}E_{os}$ (a_{12} ist der relative Temperaturkoeffizient der Widerstände R_1 und R_2) darstellen. Wenn Metallschichtwiderstände mit $a_{12} < 100$ ppm/°C verwendet werden, ist dieser Effekt jedoch zu vernachlässigen. Z.B. ist $a_{12}E_{os} < 0{,}1$ µV/°C für $E_{os} = 1$ mV, was mehr als eine Größenordnung niedriger als die korrelierte normale Driftkomponente $E_{os}/T = 3{,}3$ µV/°C ist.

Die Messung der Temperaturdrift ist sehr zeitraubend. Wenn diese ökonomisch sein soll, müssen Hunderte von Operationsverstärkern gleichzeitig gemessen werden. Schwingungen des ganzen Systems, die durch kapazitive Kopplung zwischen den parallel geführten Ausgangsleitungen hervorgerufen werden können, lassen sich mit 1 kΩ Isolierwiderständen vermeiden sowie durch mehrfaches Abblocken der Betriebsspannungszuleitungen mittels Tantalkondensatoren.

In der Regel messen die Halbleiterhersteller die Temperaturdrift nicht, auch wenn sie Garantiewerte dafür geben. Sie verlassen sich teils auf die Korrelation zwischen Offset und Drift, teils auf die niedrigen typischen Werte, verglichen mit den garantierten Grenzen, und überlassen den Rest der Reklamation des Verbrauchers.

Drift mit der Betriebsspannung $\Delta E_{os}/\Delta U_B$

Bei der Messung der Eingangsoffsetspannungsdrift mit der Betriebsspannung kann der wechselnde Leistungsverbrauch und die damit verbundene wechselnde Eigenerwärmung des Verstärkers als Folge der Betriebsspannungsänderungen ein Problem sein. Das äußert sich in einer überlagerten Driftkomponente, die mit schnell arbeitenden Testern kaum festgestellt, aber in realen Anwendungen schädlich werden kann (Bild 5.2b).

Drift mit der Zeit $\Delta E_{os}/\Delta t$

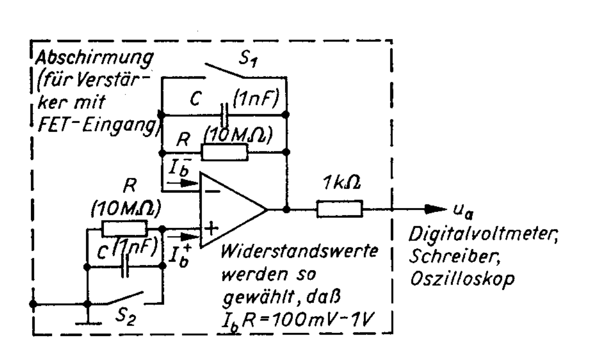
Bei der Messung der Drift mit der Zeit befindet sich die Testschaltung in einer überwachten Temperaturkammer. Die Kurzzeitdrift (bis zu 24 h) wird aus der Aufzeichnung eines Bandschreibers ausgewertet. Zur Messung der Langzeitdrift (über Monate bis zu einem Jahr) werden in Zeitintervallen von Tagen bis Wochen Proben genommen. Die grafische Darstellung der Drift eines Instrumentationsverstärkers über den Zeitraum eines Jahres zeigt Bild 5.2c. Die Umgebungstemperatur und die Betriebsspannungen werden bei der Probennahme überprüft.

Die Langzeitdrift kann auch an einem ungeschützt im Raum befindlichen Verstärker gemessen werden. Die erhaltenen Daten sind dann zu korrigieren, indem die bekannte Temperaturdrift in Rechnung gestellt wird.

5.1.3. Eingangsbiasströme und Eingangsoffsetstrom

Die universelle Schaltung im Bild 5.3 ermöglicht alle drei Teilmessungen der Eingangsströme. Zusätzlich erlaubt sie die Kontrolle der Eingangsoffsetspannung. Der Meßvorgang wird mit den Schaltern S_1 und S_2 gesteuert, wie aus der Tabelle zu ersehen ist.

Die Eingangsbiasströme werden mit Hilfe von Hochohm- oder Elektrometerwiderständen R in entsprechende Spannungsabfälle $I_b^- R$ und $I_b^+ R$ umgewandelt und stehen dann am



S_1	S_2	u_a	u_a*)
0	1	$I_b^- R + E_{os}$	$I_b^- R$
1	0	$-I_b^+ R + E_{os}$	$-I_b^+ R$
0	0	$I_{os} R + E_{os}$	$I_{os} R$
1	1	E_{os}	–

1 Schalter geschlossen
0 Schalter geöffnet

Die Werte für u_a in der Tabelle gelten für $R \ll R_{cm}$

*) für $u_a \gg E_{os}$

Bild 5.3. Messung der Eingangsbiasströme und des Eingangsoffsetstromes

Der Wert von R hängt vom Typ des gemessenen Operationsverstärkers ab. Er wird so gewählt, daß der zu erwartende Spannungsabfall $I_b R$ ungefähr 100 mV wird. Der parallele Kondensator C unterdrückt Rauschen und verringert die Schwingneigung. Die Werte in den runden Klammern entsprechen dem bipolaren Operationsverstärker

niederohmigen Ausgang des gleichen gemessenen Verstärkers zur Auswertung zur Verfügung. Die Größe dieser Widerstände ist vom Typ des gemessenen Operationsverstärkers abhängig (bipolar oder FET-Eingang) und stellt im allgemeinen einen Kompromiß zwischen den einander widersprechenden Forderungen $R \ll R_{cm}$ und $(I_b^- R, I_b^+ R, I_{os} R) \gg E_{os}$ dar. Praktische Werte von R sind solche, die einen Spannungsabfall $I_b R$ zwischen 100 mV und 1 V erzeugen. In diesem Falle entspricht die Ausgangsspannung den Werten der letzten Spalte der Tabelle.

Wenn der zweiten Bedingung nicht entsprochen werden kann (es stehen keine brauchbaren Elektrometerwiderstände zur Verfügung, oder der Eingangsoffsetstrom ist sehr niedrig), wird das Resultat durch die Offsetspannung E_{os} verfälscht. Diese Spannung kann in der letzten Schalterkombination festgestellt und algebraisch subtrahiert oder sie kann in der letzten Kombination zuerst abgeglichen werden.

Eine absolute Genauigkeit der Widerstände R von 1 bis 10% ist ausreichend, aber ihre relative Abweichung voneinander muß eine Größenordnung kleiner sein, wenn die Genauigkeit der Eingangsoffsetstrommessung nicht beeinträchtigt werden soll. Die Leckwiderstände der parallelgeschalteten Filterkondensatoren C und die Isolationswiderstände der Schalter müssen viel größer als die Widerstände R sein.

Die Messung der Eingangsbiasströme eines Bipolaroperationsverstärkers weist keine besonderen Schwierigkeiten auf.

Eine Voraussetzung für die erfolgreiche Messung eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang ist eine ordentliche elektrostatische Abschirmung, verbunden mit einer Schirmung gegen Licht und einer Verhinderung von Kriechströmen über die Konstruktion der Testvorrichtung. Die Testfassung sollte aus Teflon sein, und im Gegensatz zur universellen Anordnung im Bild 5.3 ist es besser, zwei feste Anordnungen für die Messung der Ströme I_b^- und I_b^+ zu verwenden. Der Eingangsoffsetstrom eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang ist in der Regel geringfügig, oder er kann als Differenz $I_b^- - I_b^+$ berechnet werden. In dem extremen Fall eines Elektrometerverstärkers (I_b in der Größenordnung von 1 fA) ist es vorteilhaft, die Fassung zu umgehen und den Eingang direkt durch einen Rohrkontakt mit dem Widerstand zu verbinden. Selbst dann schwingt der am Meßinstrument ablesbare Wert erst einige Minuten nach Einschalten der Betriebsspannung ein. Das wird durch Ionenoberflächenströme verursacht, die an der Gehäuseoberfläche des Verstärkers entlangfließen (möglicherweise begünstigt durch adsorbierte Feuchtigkeit, herrührend vom Atem oder dem Schweiß der Finger), oder durch dielektrische Absorption in der Isolation des Verstärkers oder des Elektrometerwiderstandes.

Noch ein weiterer Effekt macht die Messung der Eingangsströme des Operationsverstärkers mit FET-Eingang schwierig: deren Änderung durch Eigenerwärmung. Dieser Effekt ist bei Verstärkern im T0-99-Gehäuse mit einem internen Temperaturanstieg von 10 bis 30 °C gegenüber der Umgebung und mit einem entsprechenden zwei- bis achtfachen Anstieg der Eingangsbiasströme am ausgeprägtesten.

Bei der Messung der Eingangsbiasströme lohnt es sich, nicht nur deren Größe, sondern auch deren Polarität zu beobachten. Die regulären Eingangsströme eines bipolaren Operationsverstärkers mit npn-Transistoren und ohne interne Eingangsstromkompensation fließen in den Verstärker hinein. Die regulären Eingangsströme eines Verstärkers mit n-Kanal-FETs fließen aus dem Verstärker heraus. Für die komplementären Typen gilt das Umgekehrte. Eine regelwidrige Polarität der Eingangsströme zeigt sekundäre Kriechstrecken an, die unter ungünstigen Bedingungen (erhöhte Temperatur und/oder Betriebsspannung, Gleichtakteingangsaussteuerung) Schwierigkeiten bereiten können.

5.1.4. Eingangsbiasstrom- und Offsetstromdrift

Die Eingangsstromdrift mit der Temperatur, der Betriebsspannung und der Zeit wird in der im Bild 5.3 dargestellten Anordnung auf eine ähnliche Weise wie die Eingangsoffsetspannungsdrift gemessen. Die Strommessung ist im allgemeinen leichter, weil sie nicht durch thermoelektrische Spannungen der Meßanordnung gestört wird (Bild 5.4).

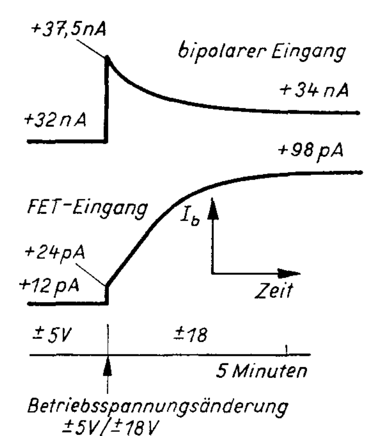


Bild 5.4
Aufzeichnungen der Eingangsbiasstromdrift eines bipolaren und eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang mit der Betriebsspannung

5.1.5. Eingangsrauschspannung

Die Testschaltung ergibt sich aus Bild 12.17; ihre praktische Ausführung hängt von der konkreten Bandbreite ab.

Die *niederfrequente Rauschspannung* im Frequenzband von 0,01 bis 1 Hz wird mit einem Bandschreiber oder besser mit einem XY-Schreiber mit eingebauter Zeitbasis entsprechend Bild 5.5a gemessen.

Die tausendmal verstärkte Rauschspannung E_n wird durch einen einfachen Bandpaß gefiltert, durch einen Verstärker A_1 mit FET-Eingang gepuffert und mit einer gesamten Empfindlichkeit von 0,1 bis 1 μV/cm (Bipolarverstärker) oder 1 bis 10 μV/cm (Verstärker mit FET-Eingang) aufgezeichnet. Ist die Empfindlichkeit des Registriergerätes unzureichend, so kann durch eine Änderung des Widerstandes R_2 auf 1 MΩ die Verstärkung auf 10000 erhöht werden. Die Testanordnung sollte über gute Stromversorgungen verfügen und gegen äußeres Interferenzrauschen und gegen zufällige Luftbewegungen, die thermoelektrische Spannungen induzieren können, die sich nicht vom niederfrequenten Rauschen unterscheiden lassen, geschirmt sein. Wenn saubere Aufzeichnungen (ohne Spitzen, verursacht durch Funken in der Nähe befindlicher Schalter) gefordert werden, ist es besser, die Schaltung mit einer Batterie zu speisen oder die Aufzeichnung außerhalb der Arbeitszeit zu machen.

Die integrale Rauschspannung im $(1/f)$-Bereich, in welche diese Messung fällt, hängt vom Verhältnis der oberen und unteren Grenze der Rauschbandbreite ab, unabhängig von deren Absolutwerten. Die unscharfen Grenzen der Rauschbandbreite, bedingt durch das einfache im Bild 5.5 dargestellte Filter als Näherung für den idealen Bandpaß, führen zu keinem bedeutenden Fehler (Abschn. 12.1.6.). Bei der Auswahl des Registriergerätes ist jedoch darauf zu achten, daß dessen Grenzfrequenz mindestens 3 Hz ist und die Hysterese (die Unempfindlichkeit der Feder durch trockene Reibung) weniger als 10% der aufgezeichneten Amplitude beträgt. Das Übersehen dieser Details kann zu un-

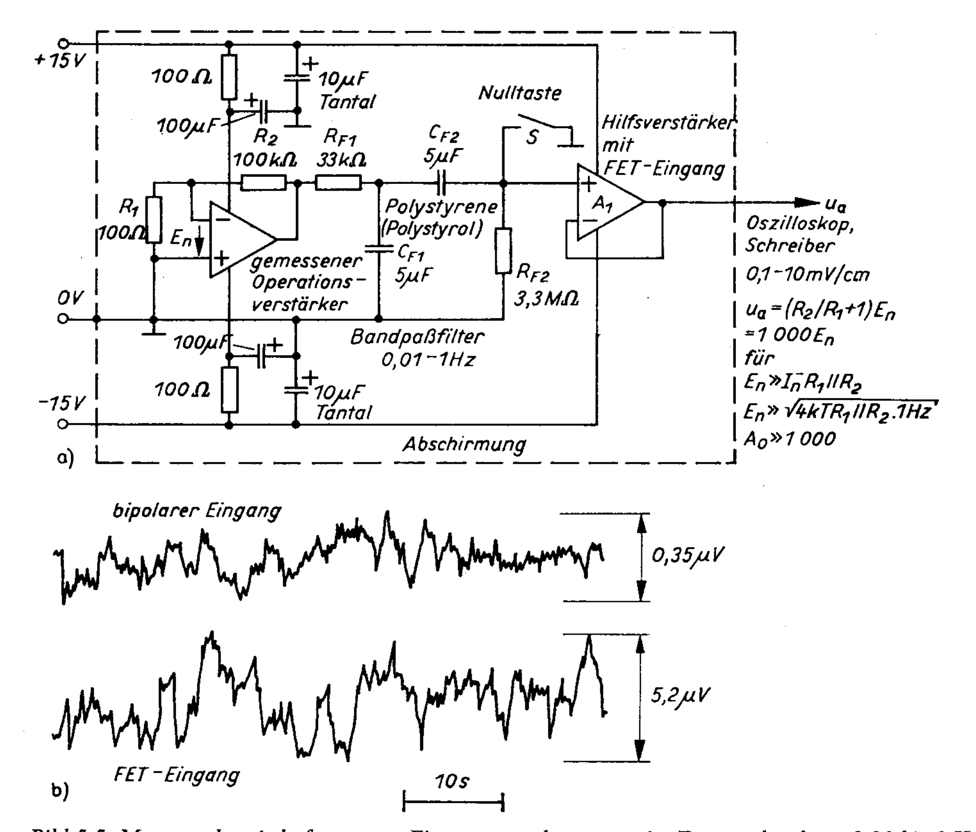


Bild 5.5. Messung der niederfrequenten Eingangsrauschspannung im Frequenzband von 0,01 bis 1 Hz

a) Meßschaltung (im $(1/f)$-Bereich hängt die integrale Rauschspannung von der relativen Spannweite der Rauschbandbreite ab); b) Aufzeichnung der Rauschspannung eines bipolaren und eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang

glaublich günstigen Resultaten führen. Es lohnt sich außerdem, die Aufzeichnung mit einem parallelgeschalteten Digitalvoltmeter zu überwachen.

Das Testverfahren ist folgendes. Man steckt den Verstärker bei geschlossenem Schalter S[1]) in die Fassung und läßt ihn einlaufen. Nach Beendigung des Temperaturüberganges (das kann bei zeitweilig geöffnetem Schalter geprüft werden: die Schreibfeder darf nicht die Tendenz zeigen, wegzulaufen) wird die Feder abgesenkt, die Zeitbasis gestartet und der Schalter geöffnet. Die Aufzeichnungslänge wird gewöhnlich zu 100 s gewählt. Dann kann der Spitzenwert E_n abgelesen werden (Bild 5.5b). Durch Interferenzrauschen verursachte große Spitzen werden ignoriert.

Das wiederholte Messen einer großen Zahl von Verstärkern mit Hilfe eines Bandschreibers ist zeitraubend und langweilig, weshalb die Benutzung eines Speicheroszilloskops vorzuziehen ist. Die Rauschbandbreite von zwei Dekaden wird dann gewöhnlich von 0,1 bis 10 Hz gewählt und die Betrachtungszeit auf 10 s verkürzt [39].

Die *Breitbandrauschspannung* im Frequenzband von 10 Hz bis 10 kHz läßt sich in einer Anordnung nach Bild 5.6a messen. Die verstärkte Rauschspannung E_n wird durch ein Tiefpaßfilter $C_F R_F$ gefiltert, von einem Hilfsverstärker A_1 verstärkt und an einem Effektivwertmesser oder an einem Oszilloskop (als Spitzenwert) abgelesen. Als Faustregel merken wir uns, daß das Verhältnis von Effektivwert zu doppeltem Spitzenwert ungefähr

[1]) beschleunigt das Laden des Kondensators C_{F2}

1:5 ist. Als Ersatz für den Effektivwertmesser kann auch ein einfaches Wechselspannungsvoltmeter mit Gleichrichter benutzt werden. Der abgelesene Wert ist jedoch mit dem Faktor 1,13 zu multiplizieren [40, S. 301].

Die untere Grenze der Rauschbandbreite ist ziemlich ungenau definiert, da sie durch die Wechselspannungskopplung des Voltmeters oder des Oszilloskops festgelegt wird. Das ist jedoch in der Region, wo das weiße Rauschen vorherrscht, kaum von Bedeutung. Die

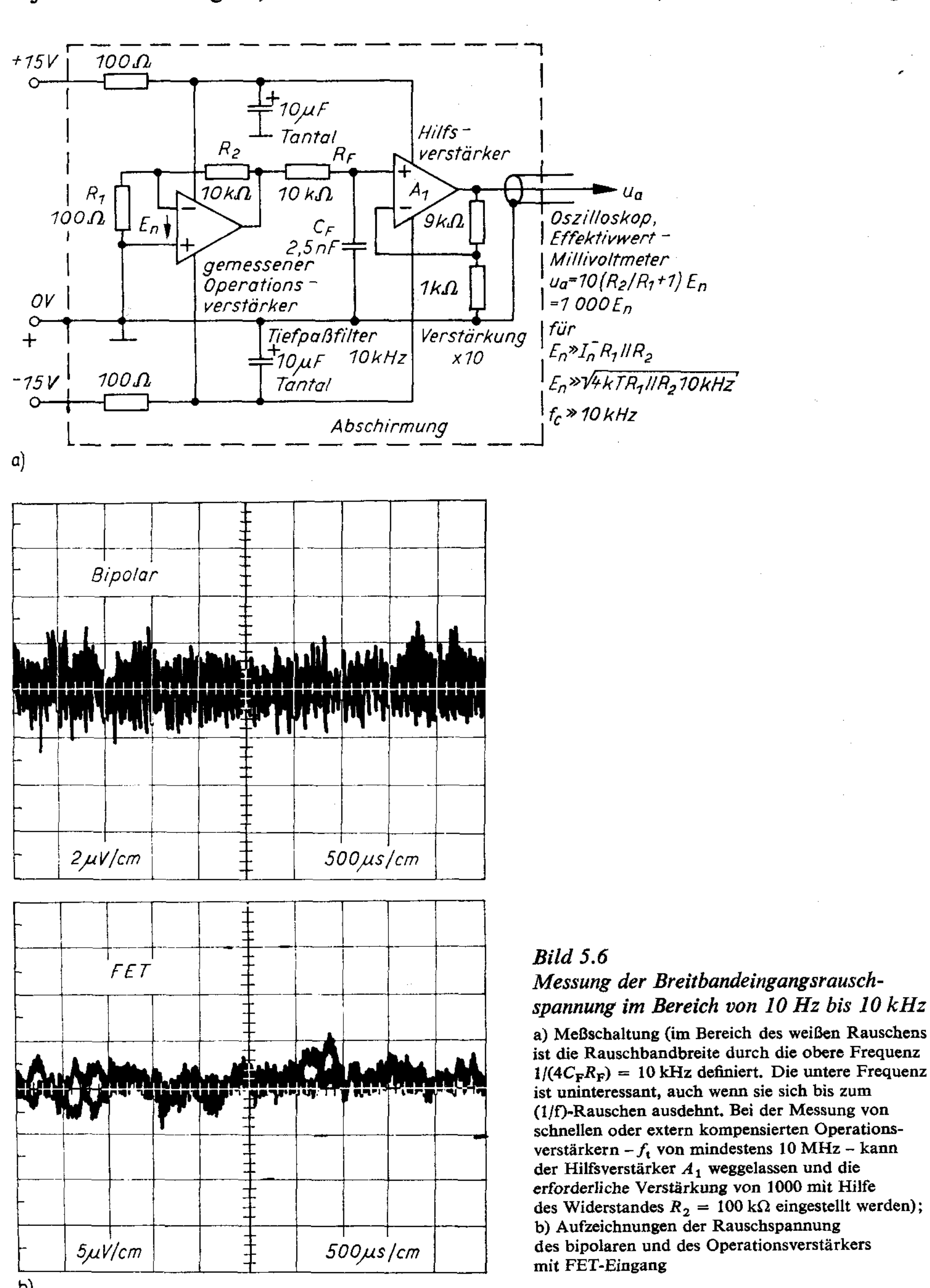


Bild 5.6
Messung der Breitbandeingangsrauschspannung im Bereich von 10 Hz bis 10 kHz

a) Meßschaltung (im Bereich des weißen Rauschens ist die Rauschbandbreite durch die obere Frequenz $1/(4C_FR_F)$ = 10 kHz definiert. Die untere Frequenz ist uninteressant, auch wenn sie sich bis zum (1/f)-Rauschen ausdehnt. Bei der Messung von schnellen oder extern kompensierten Operationsverstärkern – f_t von mindestens 10 MHz – kann der Hilfsverstärker A_1 weggelassen und die erforderliche Verstärkung von 1000 mit Hilfe des Widerstandes R_2 = 100 kΩ eingestellt werden);
b) Aufzeichnungen der Rauschspannung des bipolaren und des Operationsverstärkers mit FET-Eingang

unscharfe obere Grenze der Rauschbandbreite hat den Effekt einer Vergrößerung der Bandbreite um den Faktor $\pi/2 = 1{,}57$ auf den Wert $1/4C_F R_F$.

Der Hilfsverstärker A_1 erleichtert die Erfüllung der Bedingung $f_c \gg 10$ kHz, die die Unabhängigkeit der gemessenen Werte von den dynamischen Eigenschaften des gemessenen Verstärkers ausdrückt (Abschn. 12.3.1.).

Die Meßeinrichtung wird gegen Störungen durch Starkstromleitungen und Radiowellen geschirmt. Bevor mit der Messung begonnen wird, ist es vorteilhaft, den Störpegel abzuschätzen. Nach dem Herausnehmen des gemessenen Verstärkers aus der Fassung muß die Auslenkung des Voltmeters unter ein Drittel des ursprünglichen Wertes absinken.

Die obere Grenzfrequenz des Voltmeters muß mindestens das Dreifache der interessierenden Rauschbandbreite betragen, und das Voltmeter darf bei 2- bis 4facher Übersteuerung keine Verzerrungen verursachen. Diese Forderung kann schwer erfüllbar sein, wenn ein Voltmeter vom Gleichrichtertyp mit eingebautem Überspannungsschutz verwendet wird. Sicherer ist es, den Meßbereich zu ändern und im mittleren Skalenbereich zu messen. Das Bild am Oszilloskop sollte mit hoher Strahlintensität betrachtet werden, damit gelegentliche große Auslenkungen sichtbar werden (Bild 5.6b).

5.1.6. Eingangsrauschströme

Die Messung der Operationsverstärkerrauschströme ist eine schwierige Aufgabe.

Eine praktische Anordnung zur Messung des *niederfrequenten Rauschstromes* im Frequenzband von 0,01 bis 1 Hz zeigt Bild 5.7. Der durch den Widerstand R fließende Strom erzeugt einen Spannungsabfall, der dann analog zur vorangegangenen Messung gefiltert, aufgezeichnet und ausgewertet wird.

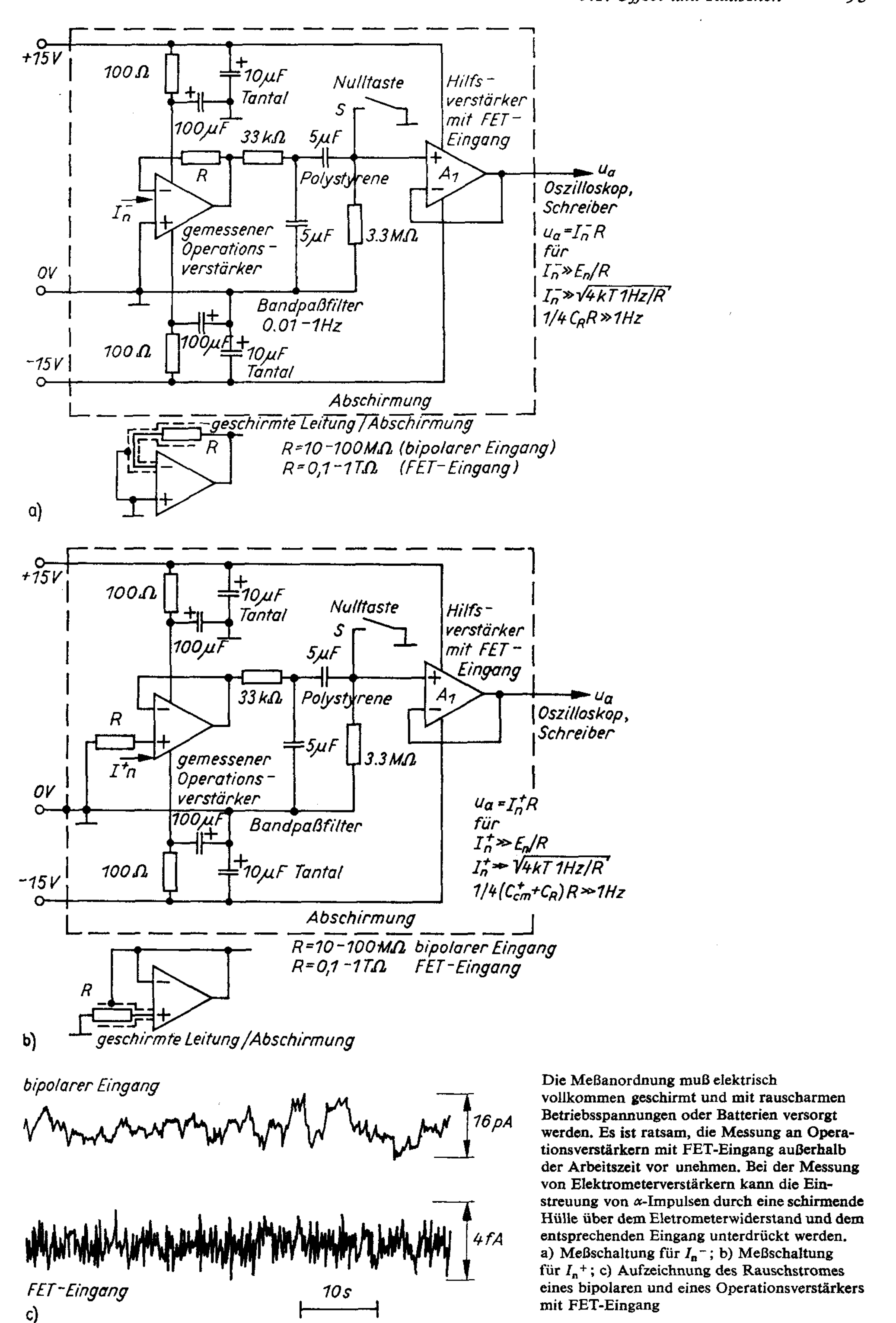
Die Messung bipolarer Operationsverstärker weist keine Probleme auf. Die einzige, leicht zu erfüllende Bedingung ist die Dominanz des Rauschspannungsabfalls $I_n R$ gegenüber der Rauschspannung E_n und gegenüber der thermischen Rauschspannung des Widerstandes R selbst. In der Regel wird ein Widerstand $R = 10$ bis $100\ \mathrm{M\Omega}$ ausreichend sein.

Im Gegensatz dazu liegt die Messung von Operationsverstärkern mit FET-Eingang an der Grenze des Realisierbaren. Ohne angemessene Sorgfalt und Erfahrung kann der gemessene Wert des Rauschstromes mehrere Größenordnungen höher als der wahre Wert liegen.

Soll die Ausgangsspannung den Rauschstrom I_n und nicht das thermische Rauschen des Meßwiderstandes R repräsentieren, so muß dieser paradoxerweise sehr groß sein (vgl. Abschn. 12.2.3.). Das ist ungünstig, weil dessen parasitäre Kapazität C_R bei der Messung von I_n^- oder die Gleichtakteingangskapazität C_{cm}^+ bei der Messung von I_n^+ die Rauschbandbreite unter 1 Hz einengen kann. Empfohlene Kompromißwerte des Meßwiderstandes sind unter diesen Umständen $R = 0{,}5\ \mathrm{T\Omega}$ und $R = 0{,}2\ \mathrm{T\Omega}$ für die Messung von I_n^- bzw. I_n^+.

Der praktische Aspekt der Messung ist sehr wichtig. Der Rauschstrom kann von Interferenzrauschen überdeckt werden, zu welchem alle im Abschnitt 12.4. angeführten Faktoren beitragen. Eine vollkommene elektrostatische Abschirmung, die den gemessenen Operationsverstärker und den Meßwiderstand völlig einschließt, ist eine absolute Notwendigkeit.

Um eine Vorstellung zu bekommen, betrachten wir eine winzige Ladung von 0,1 pC, die durch kapazitive Kopplung an den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers gebracht wird (Bild 5.7). Diese Ladung, von der parasitären Kapazität $C_R = 0{,}3$ pF



Die Meßanordnung muß elektrisch vollkommen geschirmt und mit rauscharmen Betriebsspannungen oder Batterien versorgt werden. Es ist ratsam, die Messung an Operationsverstärkern mit FET-Eingang außerhalb der Arbeitszeit vor unehmen. Bei der Messung von Elektrometerverstärkern kann die Einstreuung von α-Impulsen durch eine schirmende Hülle über dem Eletrometerwiderstand und dem entsprechenden Eingang unterdrückt werden.
a) Meßschaltung für I_n^-; b) Meßschaltung für I_n^+; c) Aufzeichnung des Rauschstromes eines bipolaren und eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang

Bild 5.7. Messung des niederfrequenten Eingangsrauschstromes im Frequenzband von 0,01 bis 1 Hz

des Rückkopplungswiderstandes R aufgenommen, erzeugt einen Ausgangsspannungssprung von 0,3 V, der als Stromimpuls von 0,3 V/R = 600 fA falsch interpretiert wird. Das sind zwei Größenordnungen mehr als der Rauschstrom des Operationsverstärkers, selbst wenn R bis zu 0,5 TΩ groß ist. Diese winzige Ladung kann z.B. von einer Spannungsänderung eines nahe gelegenen Objektes um 100 V über die Leckkapazität der Abschirmung von 0,001 pF herrühren (die $C\delta U$-Komponente) oder durch die Bewegung

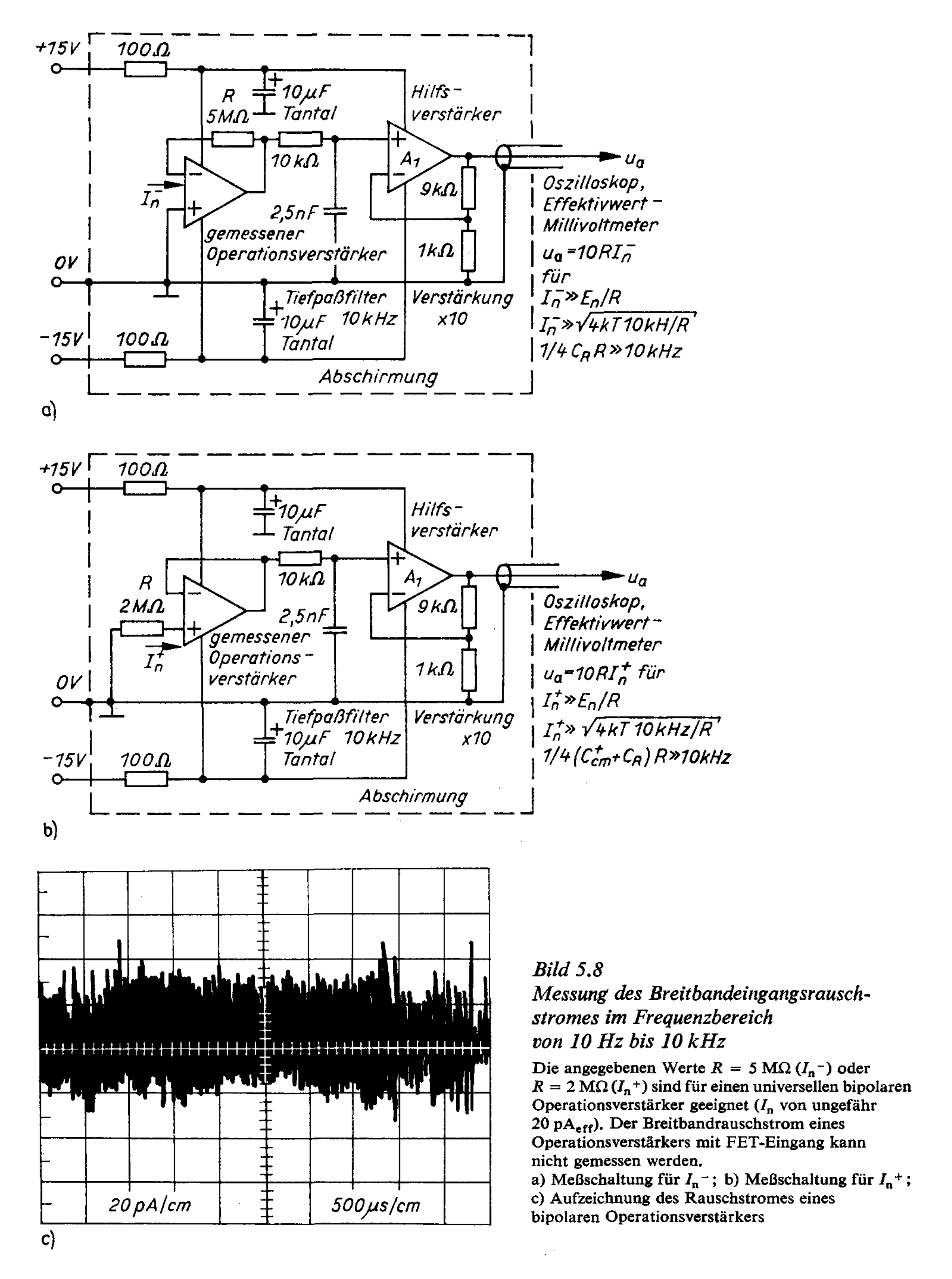


Bild 5.8
Messung des Breitbandeingangsrauschstromes im Frequenzbereich von 10 Hz bis 10 kHz

Die angegebenen Werte R = 5 MΩ (I_n^-) oder R = 2 MΩ (I_n^+) sind für einen universellen bipolaren Operationsverstärker geeignet (I_n von ungefähr 20 pA_{eff}). Der Breitbandrauschstrom eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang kann nicht gemessen werden.
a) Meßschaltung für I_n^-; b) Meßschaltung für I_n^+;
c) Aufzeichnung des Rauschstromes eines bipolaren Operationsverstärkers

einer auf 100 V aufgeladenen Person und die damit verbundene Änderung der Leckkapazität um 0,001 pF (die $U\delta C$-Komponente) verursacht werden.

Am einfachsten wird die Effektivität der Schirmung mit einer schnellen Handbewegung getestet. Die Ausgangsspannungsänderung darf kaum wahrnehmbar sein. Und am besten ist es, den Ausgang mit einem Oszilloskop zu beobachten (wechselspannungsgekoppelt, Empfindlichkeit bis zu 10 mV/cm) und sukzessiv alle Interferenzquellen zu eliminieren.

Breitbandrauschstrom (Bild 5.8). Die Stromkomponente I_nR überwiegt, sofern ein genügend großer Spannungsabfall $I_bR \gg 50$ mV entsteht, vgl. Abschn. 12.2.3. Gegen diese Tendenz wirken die dynamischen Begrenzungen durch die Kapazitäten C_R und C_{cm}^+, die mit der Erhöhung der Rauschbandbreite an Bedeutung gewinnen. Kompromißwerte für den Meßwiderstand R bei der Messung von bipolaren Operationsverstärkern sind in den Schaltkreisdiagrammen angegeben.

Im Falle des Operationsverstärkers mit FET-Eingang können die einander widersprechenden Forderungen nicht gleichzeitig erfüllt werden. Der Breitbandrauschstrom eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang ist nicht meßbar. Er ist entweder durch das thermische Rauschen des Meßwiderstandes (wenn R klein ist) überdeckt, oder die Rauschbandbreite wird durch die Kapazitäten C_R und C_{cm}^+ auf weit unter 10 kHz beschränkt (wenn R groß ist). Er kann aus dem gemessenen Wert des Eingangsbiasstromes auf Grund der Gln. (3.95) und (3.96) lediglich theoretisch vorausgesagt werden.

Glücklicherweise ist die genaue Kenntnis des Breitbandrauschstromes eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang nur von akademischem Interesse. Aus dem gleichen Grunde, der ihn nicht meßbar macht, beeinflußt er auch nicht die Genauigkeit in einer konkreten Anwendung.

5.1.7. Popcornrauschen

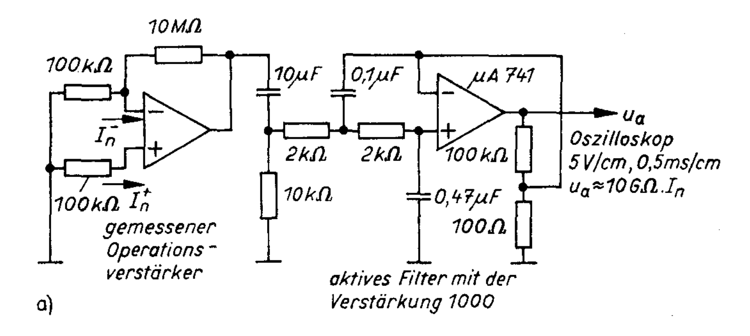
Die prinzipielle Schaltungsanordnung eines Testers für die Messung des Popcornrauschens eines bipolaren Operationsverstärkers zeigt Bild 5.9a [41]. Die rechteckigen Eingangsstromimpulse werden mit einem Skalenfaktor von 10 MΩ in Spannungen umgeformt, die dann gefiltert, verstärkt und mit einem Oszilloskop im Maßstab 1 V ≙ 100 pA beobachtet werden (Bild 5.9b). In [41] wird noch eine detaillierte Schaltung eines Spitzendetektors, eines Komparators und eines Timing-Netzwerkes zur automatischen Bestimmung von Ausschlägen angegeben. Die Ansprechschwelle wird konventionell auf 250 $\mathrm{pA_{ss}}$ und die Beobachtungszeit auf 10 s festgelegt.

5.2. Verstärkung, Eingangs- und Ausgangsimpedanzen

Die multiplikativen Parameter A, Z_d, Z_0 drücken die Proportionalität zwischen Signalspannungen und -strömen des linearen Modells aus. Zu ihrer Messung muß eine Signalaussteuerung des Verstärkers eingeführt werden.

5.2.1. Gleichspannungsverstärkung

Die im Bild 5.10 gezeigte Testschaltung ist eine Modifikation des invertierenden Verstärkers. Sie dient zwei Zielen: der Aufrechterhaltung der linearen Arbeitsweise des Verstärkers und seiner definierten Ausgangsaussteuerung. Die Verstärkung ist dann als Ver-



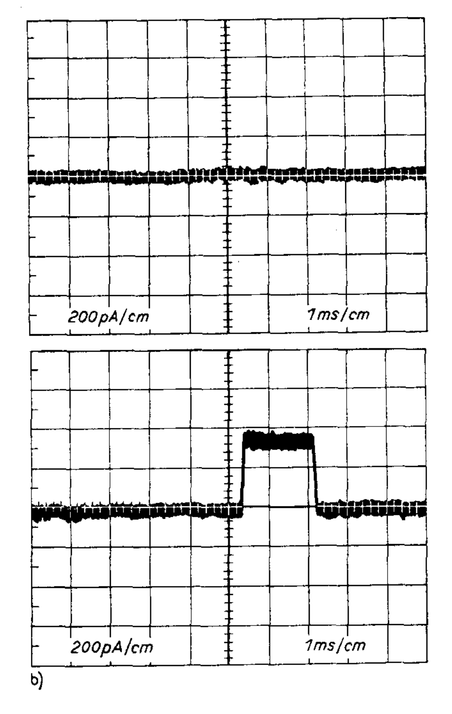


Bild 5.9. Messung des Popcornrauschens

a) Meßanordnung zur Testung eines Operationsverstärkers auf Popcornrauschen [41]; b) Aufzeichnungen von bipolaren Operationsverstärkern ohne und mit Popcornrauschen

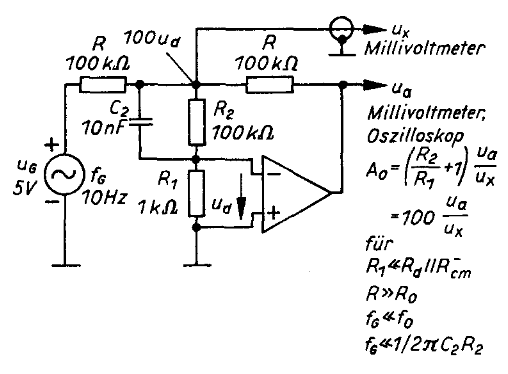


Bild 5.10. Messung der Gleichspannungsverstärkung

Der Teiler R_1, R_2, C_2 bildet ein Filter, wodurch sich die niederfrequente Signalspannung u_d vom Rauschen infolge Rückkopplungswirkung abhebt

hältnis der Ausgangsspannung u_a zur resultierenden Eingangssignalspannung u_d gegeben. Die Spannung u_d wird nach ihrer Verstärkung als Signalspannung u_x gemessen.

Die Beziehung

$$A_0 = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\frac{u_a}{u_x} = 100\,\frac{u_a}{u_x} \tag{5.1}$$

gilt unter bestimmten Bedingungen, die die Art der Verstärkeraussteuerung und der Rauschunterdrückung betreffen.

Signalaussteuerung. Zur leichteren Unterscheidung des Signals vom Offset wird die Gleichspannungsverstärkung A_0 mit einer sinusförmigen Spannungsaussteuerung gemessen. Die Messung ist aussagekräftig, wenn sie bei einer Frequenz f_G erfolgt, die niedriger als die erste Eckfrequenz f_0 ist (s. Bild 2.8). Diese Bedingung ist nicht immer leicht erfüllbar. Ihre Erfüllung kann leicht nachgeprüft werden: Wenn die Testfrequenz f_G etwas erhöht wird, darf sich das Verhältnis der beiden Voltmeterwerte u_a und u_x nicht ändern.

Mit der niedrigstmöglichen Meßfrequenz von $f_G = 10$ Hz ist der Bereich der auf diese Weise meßbaren Verstärker auf schnelle und extern kompensierte Typen beschränkt (die Rauschverstärkung von mehr als 100 erlaubt, die Frequenzkompensation für eine höhere Eckfrequenz auszulegen).

Die Instrumentationsoperationsverstärker mit hoher Verstärkung und fester Kompensation können nur mit einer Gleichspannungsaussteuerung getestet werden: entweder durch eine langsame Rechteckspannung in Verbindung mit einer synchronen Detektion der kleinen Spannung u_x [6] oder durch Schalten zwischen zwei Gleichspannungspegeln. Im letzteren Fall werden der Sinusgenerator durch eine Doppelreferenzspannungsquelle sowie einen Umschalter und die Wechselspannungsvoltmeter durch ein Digitalvoltmeter ersetzt. Anstelle der Meßwerte u_a, u_x werden die Differenzen Δu_a, Δu_x zweier aufeinander folgender Meßwerte genommen.

Die Ausgangsspannung u_a ist invers zur Spannung u_G. Wenn der Signalgenerator (Sinusgenerator, Rechteckgenerator oder Schaltergenerator) kalibriert und stabil ist, kann die Messung von u_a entfallen und u_G für u_a in Gl. (5.1) gesetzt werden.

Die Signalamplitude sollte nur so groß gewählt werden, daß der Verstärker noch sicher im linearen Gebiet arbeitet. Dabei darf die durch das vergrößerte Eingangsoffset verursachte Gleichspannungsnullablage nicht außer acht gelassen werden. Das ist ein Nachteil, insbesondere für große Verhältnisse von $R_2/R_1 = 1000$, weshalb diese Methode für automatische Messungen unbrauchbar wird. Im Labor jedoch kann man das Offset natürlich am Beginn der Messung auf Null abgleichen.

Es gibt einen einfachen Test für die Linearität, der direkt aus der Definition folgt: Reduziert man die Aussteuerung, so darf sich das Verhältnis der beiden auf den Voltmetern abgelesenen Werte von u_a und u_x nicht ändern.

Der Rückkopplungswiderstand $R = 100\ \text{k}\Omega$ stellt eine vernachlässigbare Last für jeden Verstärker dar. Die Effekte, die durch Anschalten des Lastwiderstandes entstehen können, werden im Abschnitt 5.2.4. behandelt.

Rauschuntergrund. Die Trennung der Eingangssignalspannung u_d vom Rauschen ist ein schwieriges Problem. Die folgenden Methoden sind üblich:

- Vergrößerung des Signalpegels,
- Verringerung der Rauschbandbreite und
- synchrone Detektion.

Eine große Verstärkung über 10^7 ist in der Regel überhaupt nicht meßbar.

Von den drei Möglichkeiten werden zwei im Bild 5.10 angewendet. Die sinusförmige Ausgangsspannung wird auf $U_{a,\text{eff}} = 5\ \text{V} \mathrel{\hat{=}} U_{ass} = 14\ \text{V}$ eingestellt, wodurch mit einer notwendigen Reserve der ganze verfügbare Ausgangshub von 20 V (Spitze, Spitze) überdeckt wird. Zwischen dem Signalausgang u_x und dem Operationsverstärkereingang ist ein frequenzabhängiger Spannungsteiler geschaltet, der infolge der Rückkopplungswirkung als ein aktives Tiefpaßfilter mit einer Verstärkung $(R_2/R_1) + 1 = 100$ und einer Rauschbandbreite $1/4C_2R_2 = 250$ Hz wirkt. Die Signalspannung wird erhöht und das Breitbandrauschen selektiv unterdrückt.

Wenn die Spannung u_x vom Verstärker- oder Interferenzrauschen überdeckt wird, liefert Gl. (5.1) kleinere Verstärkungswerte, als in Wirklichkeit existieren. Das ist der häufigste Meßfehler. Dem kann durch einen einfachen Test vorgebeugt werden, der sich auch bei allen anderen Verhältnismessungen anwenden läßt: Nach dem Abschalten des Signalgenerators müssen die Meßwerte u_a und u_x der beiden Voltmeter auf Null sinken. Ist das nicht der Fall, so muß die Ursache des Interferenzrauschens mit Hilfe eines Oszilloskops gesucht werden. In den meisten Fällen erweist sie sich als kapazitives Ein-

streuen der Netzleitung in den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Dies kann mittels einer geerdeten Abschirmbox beseitigt werden.

5.2.2. Transitfrequenz

Die Schaltungskonfiguration im Bild 5.10 kann auch für die punktweise Aufnahme des Frequenzganges des Operationsverstärkers $|A(\mathrm{j}f)|$ verwendet werden. Mit ansteigender Frequenz f ist der Kondensator C_2 zu verkleinern, so daß $1/2\pi C_2 R_2 \gg f$. Obwohl die Rauschbandbreite dadurch ansteigt, verbessert sich das Signal-Rausch-Verhältnis, weil das Signal u_x proportional zu f, das Rauschen proportional zu $\sqrt{f}$ ansteigt.

Wenn die Verstärkung unter 5000 sinkt, kann der Widerstandsteiler entfernt werden. Jedoch sollte die Amplitude auch reduziert werden, wenn man sich der Großsignalgrenzfrequenz f_p nähert. Der Test bezüglich nichtlinearer Verzerrungen ist einfach – das Verhältnis u_a/u_d darf sich bei Verdopplung der Aussteuerung nicht ändern. Außerdem ist es gut, das Ausgangssignal mit dem Oszilloskop zu beobachten.

Insbesondere ist es auf diese Weise möglich, die Transitfrequenz f_t zu messen (siehe Bild 5.11). Bei den meisten Verstärkern ist es nicht nötig, diejenige Frequenz experimentell zu suchen, bei der die Meßwerte der beiden Voltmeter gleich sind. Statt dessen genügt es, f_G auf einen Wert innerhalb der Dekade unterhalb des erwarteten Wertes von f_t einzustellen, sich auf den Verstärkungsabfall -20 dB/Dekade zu verlassen und f_t aus den Voltmeterwerten nach

$$f_t = f_G \frac{u_a}{u_d} \tag{5.2}$$

zu berechnen.

Es ist jedoch Vorsicht geboten. Die Transitfrequenz muß unbedingt gleichzeitig mit zwei kalibrierten Voltmetern gemessen werden! Die Verwendung nur eines Voltmeters, abwechselnd zwischen Eingang und Ausgang geschaltet, führt zu großen Fehlern.

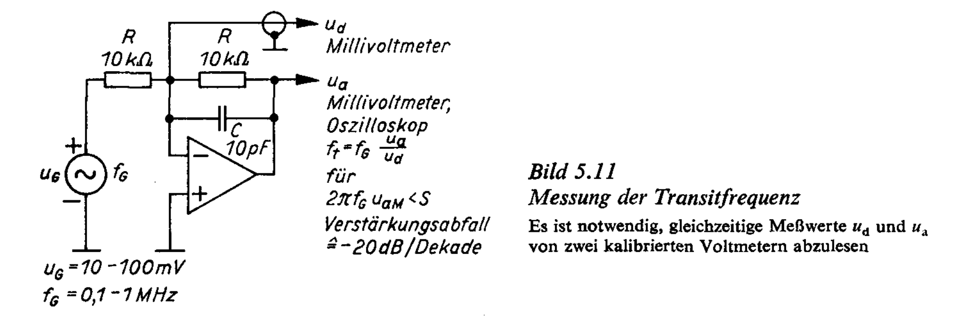


Bild 5.11
Messung der Transitfrequenz
Es ist notwendig, gleichzeitige Meßwerte u_d und u_a von zwei kalibrierten Voltmetern abzulesen

Dafür gibt es zwei Gründe. In der Nähe der Transitfrequenz ist die Schleifenverstärkung klein, und die Ausgangsspannung ist ziemlich frei definiert. Beim Anschalten des Voltmeters an den Ausgang sinken beide Spannungen u_a und u_d ab (kapazitive Belastung), während sie beim Anschalten an den Eingang ansteigen (Resonanzüberhöhung). Die auf diesem Wege erzielten Werte von u_a und u_d stehen in keinemZusammenhang zueinander, weil sich jeder von ihnen auf eine andere Aussteuerung bezieht. Ihr Verhältnis ergibt eine Transitfrequenz, die niedriger als die wirkliche ist.

Selbst wenn die Werte von zwei Voltmetern genommen werden, kann das Ausgangsvoltmeter durch seine Eingangskapazität einen Fehler verursachen (Spannungsabfall über der Ausgangsimpedanz Z_0). Im Gegensatz dazu ist die Eingangsimpedanz des Eingangsvoltmeters unwichtig; sie belastet den Generator, verursacht eine Resonanzüberhöhung, hat aber keinerlei Einfluß auf den Wert des Verhältnisses u_a/u_d.

5.2.3. Ausgangswiderstand

Ein Vergleich zwischen den Schaltungen in den Bildern 5.12 und 5.10 zeigt, daß der Ausgangswiderstand gleichzeitig mit der Gleichspannungsverstärkung gemessen werden kann. Das ist deshalb so, weil die Meßmethode den durch die Belastung bedingten Verstärkungsabfall nutzbar macht.

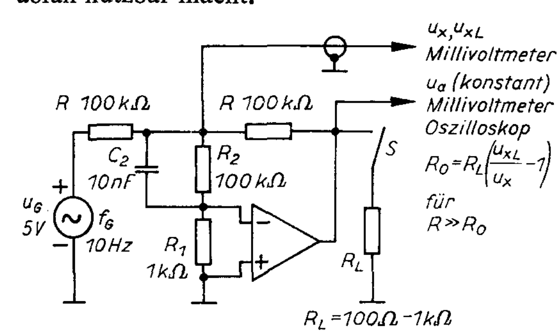


Bild 5.12
Messung des Ausgangswiderstandes
Die Schaltung ist weitestgehend identisch mit der für die Verstärkungsmessung (Bild 5.10)

Das Meßverfahren ist folgendes. Der Verstärker wird bei geöffnetem Schalter S, wie im Abschn. 5.2.1. beschrieben, ausgesteuert, und die Spannung u_x, die zu der Ausgangsspannung u_a gehört, wird festgestellt. Mit dem Schließen des Schalters wird ein bekannter Lastwiderstand R_L angeschaltet, und die Spannung u_{xL}, die zur gleichen Ausgangsspannung u_a gehört, wird ebenfalls festgestellt. Da die Verstärkung hoch ist, bleibt u_a automatisch konstant; wenn das nicht der Fall ist (Messung von Z_0 bei höheren Frequenzen), sollte der Generator nachgestimmt werden. Der Ausgangswiderstand kann dann nach folgender Beziehung berechnet werden:

$$R_0 \parallel R = R_L \left(\frac{u_{xL}}{u_x} - 1 \right), \tag{5.3}$$

oder

$$R_0 \approx R_L \left(\frac{u_{xL}}{u_x} - 1 \right) \quad \text{für} \quad R_0 \ll R.$$

Die exakte Form der Gl. (5.3) folgt aus dem linearen Modell Gl. (2.1); die Näherungsform findet man leicht durch ähnliche Überlegungen, die zur Gl. (2.6c) führten.

Die Genauigkeit der Messung des Ausgangswiderstandes steigt mit der Abweichung des Verhältnisses u_{xL}/u_x von 1, das heißt mit der Verkleinerung des Lastwiderstandes R_L. Es ist jedoch durch den maximalen Ausgangsstrom des Operationsverstärkers eine Grenze gegeben. Gewöhnlich wählt man den Wert des Lastwiderstandes gleich dem Nenn-Lastwiderstand. Nach Verminderung der Ausgangsspannung ist aber auch ein niedrigerer Wert möglich. Bei der Messung an Leistungsoperationsverstärkern lohnt es sich, den Lastwiderstand über einen separaten Draht direkt an der Masse (Mittelanzapfung) der Betriebsspannung zu erden, um störende Spannungsabfälle entlang der Masseleitung zu vermeiden.

Es ist bemerkenswert, daß die Einschränkungen, die bei der Verstärkungsmessung zutage treten und ihren Ausdruck in den Bedingungen für f_0, C_2R_2 und $R_d \parallel R_{cm}^-$ finden (s. Bild 5.10), bei der Messung des Ausgangswiderstandes nicht mehr gegeben sind, obwohl in beiden Fällen das gleiche Prinzip verwendet wird. Auch der Widerstandsteiler (R_1, R_2) braucht nicht genau zu sein. Das ergibt eine Abschätzung des Verhältnisses der beiden Zustände „belastet" und „unbelastet".

Die Analogie zur Messung des Frequenzganges $|A(jf)|$ veranlaßt dazu, die beschriebene Meßschaltung auch für die Untersuchung der Frequenzabhängigkeit der Ausgangsimpedanz $|Z_0(jf)|$ gemäß

$$|Z_0| = R_L \left(\frac{u_{xL}}{u_x} - 1\right) \tag{5.4}$$

zu verwenden.

Alles scheint in Ordnung zu sein. Aber Gl. (5.4) ist nur eine Näherung, weil für eine genaue Bestimmung von $|Z_0|$ eine Information über die relative Phase der Spannungen u_{xL} und u_x erforderlich ist.[1]) So wird z.B. bei einem Anstieg der Amplitude auf das Doppelte $u_{xL}/u_x = 2$ und bei einer relativen Phase von 45° die Ausgangsimpedanz mit einem Fehler von -32% bestimmt. In Intervallen, wo $|Z_0|$ frequenzunabhängig ist, ist die relative Phase fast Null und Gl. (5.4) gilt exakt.

5.2.4. Gleichspannungsverstärkung bei Belastung

Das ist kein einfacher Parameter des Operationsverstärkers, sondern eher eine wichtige zusammengesetzte Katalogangabe:

$$A_{OL} = A_0 \frac{R_L}{R_0 + R_L}.$$

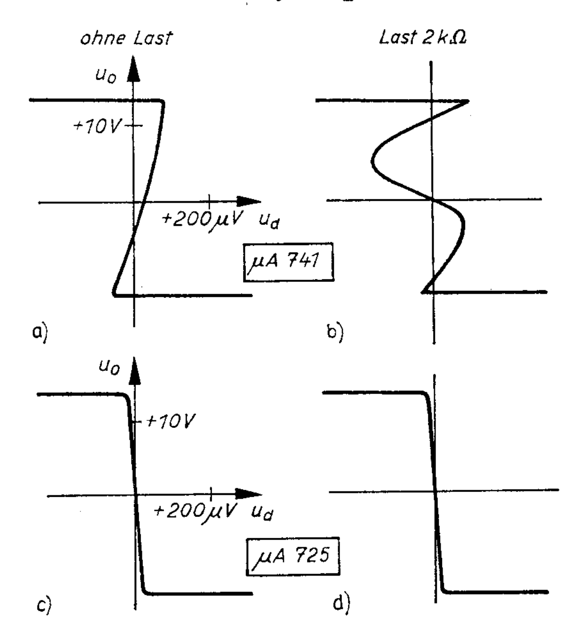


Bild 5.13
Verformung der Übertragungscharakteristik $u_0(u_d)$ infolge thermischer Rückkopplung
Die Aufzeichnungen wurden mit Hilfe eines xy-Schreibers in einer ähnlichen Schaltung wie im Bild 5.10. aufgenommen. Der Operationsverstärker wurde von der negativen zur positiven Sättigung durch eine langsame Rampenspannung gesteuert. Die linken Aufzeichnungen entsprechen dem nichtbelasteten Fall, die rechten einer Belastung mit 2 kΩ. Bei Belastung bildet sich ein heißer Fleck an den Ausgangsemitterfolgern, dessen Temperatur proportional zur augenblicklichen Verlustleistung ist. Diese Leistung drückt sich in zwei parabolische Kurven bezüglich der u_0-Achse dargestellt aus. Das entstandene Temperaturfeld erreicht die Eingangsdoppeltransistoren und ruft eine E_{os}-Komponente hervor, die auch parabolisch geformt ist [37] [42]. Die ersten zwei Aufzeichnungen (*a* und *b*) gehören zum Universalverstärker µA 741, die zweiten (*c* und *d*) zum Instrumentationsverstärker µA 725

[1]) Die Schwierigkeit entsteht offensichtlich durch die 1 in Gl. (5.4). Hier und im gesamten Abschnitt sind u_{xL} und u_x die *Beträge* der zugehörigen Zeiger (die Voltmetermeßwerte).

Die Verstärkung A_{0L} kann direkt unter Anwendung der im Bild 5.10 gezeigten Schaltungsanordnung gemessen werden, indem der Lastwiderstand R_L hinzugefügt wird. Alle praktischen Bemerkungen aus den Abschnitten 5.2.1. und 5.2.3. gelten auch hier.

Normalerweise führt eine Lastanschaltung an den Operationsverstärker zu einem entsprechenden Verstärkungsabfall. Aber bei monolithischen Verstärkern kann noch etwas anderes passieren (Bild 5.13). Die in den Ausgangstransistoren erzeugte und durch die Ausgangsspannungsänderung modulierte Wärme breitet sich mit einer Zeitkonstanten von einigen Millisekunden nach dem Eingangskreis hin aus. Dort entsteht eine korrelierte Komponente der Eingangsoffsetspannung, die an den Eingangsanschlüssen nicht von der Signalkomponente e_d unterscheidbar ist. Abhängig vom Chiplayout können beide Komponenten die gleiche oder entgegengesetzte Polarität haben. Im Extremfall ergibt der Anschluß eines Lastwiderstandes eine verkleinerte Eingangsspannung und somit eine vergrößerte Verstärkung. Nach Gl. (5.3) wäre das als Folge eines negativen Ausgangswiderstandes zu interpretieren.

Die Begriffe Ausgangswiderstand und Gleichspannungsverstärkung unter Belastung sind für solche Operationsverstärker sinnlos. Als brauchbares Qualitätsmerkmal bleibt die größte Eingangsspannungsänderung, die zur ungünstigsten Kombination von Ausgangsspannung und Ausgangsstrom gehört.

5.2.5. Differenzeingangswiderstand

Die Schaltung im Bild 5.14 wurde direkt aus der Definition abgeleitet. Nach Schließen des Schalters S wird dem invertierenden Eingang ein kleiner Spannungssprung $\Delta u_G = 10$ mV aufgeprägt und die dadurch bedingte Stromänderung am nichtinvertierenden Eingang gemessen. Günstigerweise geschieht das mit einem Strom-Spannungs-Wandler, realisiert mit dem Hilfsverstärker A_1. Dessen Ausgangsspannung wird durch die Eingangsströme beider Verstärker verschoben, so daß man ein Digitalvoltmeter zur Messung des kleinen Spannungszuwachses Δu_a braucht. Der Differenzeingangswiderstand berechnet sich nach der Beziehung

$$R_d = R \frac{\Delta u_G}{\Delta u_a}. \tag{5.5}$$

Der im Bild 5.14 gegebene Wert von $R = 1$ MΩ ist für Bipolarverstärker gedacht. Der Parallelkondensator begrenzt die Rauschbandbreite.

Operationsverstärker mit FET-Eingang können prinzipiell mit der gleichen Schaltung gemessen werden, aber die Notwendigkeit dafür ist fragwürdig. Der begrenzende Eingangswiderstand eines solchen Verstärkers ist der Gleichtakteingangswiderstand.

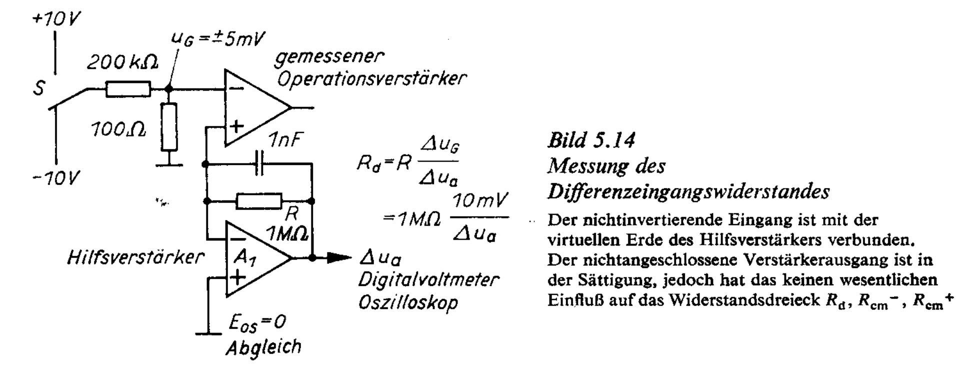


Bild 5.14
Messung des Differenzeingangswiderstandes
Der nichtinvertierende Eingang ist mit der virtuellen Erde des Hilfsverstärkers verbunden. Der nichtangeschlossene Verstärkerausgang ist in der Sättigung, jedoch hat das keinen wesentlichen Einfluß auf das Widerstandsdreieck R_d, R_{cm}^-, R_{cm}^+

Es ist vielleicht nicht überflüssig, darauf hinzuweisen, daß der gemessene Verstärker natürlich auch hier an die Betriebsspannung anzuschalten ist.

5.2.6. Differenzeingangskapazität

Die Kapazität C_d ist ein schwierig zu messender Parameter, und wir geben daher keine Meßschaltung an.

Andererseits ist die Differenzeingangskapazität ein ziemlich einheitlicher Parameter. Bei Annahme von $C_d = 2$ pF für einen direktgekoppelten Operationsverstärker (Bipolar- wie FET-Eingang) handeln wir uns einen Fehler ein, der kleiner ist, als wenn wir versuchten, die Kapazität zu messen.

5.3. Gleichtaktunterdrückung und Gleichtakteingangsimpedanzen

Zur Messung der restlichen multiplikativen Parameter X und Z_{cm} muß der Verstärkereingang gleichtaktmäßig ausgesteuert werden.

5.3.1. Gleichspannungsgleichtaktunterdrückung

Eine Bedingung für die Messung der Gleichtaktunterdrückung ist die Trennung der Signalspannung $e_{cm} = u_{cm}/X$ von der internen Spannung $e_d = -u_0/A$ (s. Bild 2.1). Weil beide Parameter X und A üblicherweise von der gleichen Größenordnung sind, gibt es keine andere Möglichkeit, als u_0 während der Messung klein zu halten. Dies wird durch Kaskadenschaltung eines Hilfsverstärkers zu dem zu messenden Verstärker erreicht [43]. Mit anderen Worten, der Hilfsverstärker erhöht künstlich die Verstärkung des zu messenden Verstärkers.

Die praktische Testschaltung (Bild 5.15) muß die Stabilität einer Schleife mit zwei Operationsverstärkern sichern (im Abschn. 13 erkennen wir, daß das nicht selbstverständlich ist); das Kompensationsnetzwerk (10 kΩ, 1 kΩ, 10 nF) dient diesem Zweck. Da die Verstärkung des Hilfsverstärkers negativ ist, müssen die Eingänge des zu messenden Operationsverstärkers vertauscht werden.

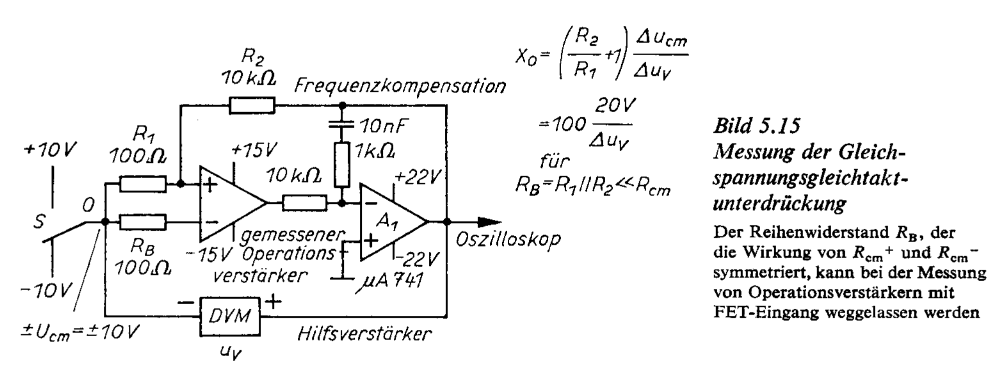


Bild 5.15
Messung der Gleichspannungsgleichtaktunterdrückung
Der Reihenwiderstand R_B, der die Wirkung von R_{cm}^+ und R_{cm}^- symmetriert, kann bei der Messung von Operationsverstärkern mit FET-Eingang weggelassen werden

Die 100fach verstärkte Differenzeingangsspannung mit der dominierenden Signalkomponente u_{cm}/X_0 wird mit einem Digitalvoltmeter mit Differenzeingang gemessen. Die Zweipunktmessung erfolgt mit Umlegen des Schalters S und Notieren der Änderung des Voltmetermeßwertes Δu_V, die der Gleichtaktaussteuerung in den Grenzen

$u_{cm} = \pm U_{cm}$ entspricht. Die Gleichspannungsgleichtaktunterdrückung wird dann aus folgender Beziehung berechnet:

$$X_0 = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) \frac{\Delta u_{cm}}{\Delta u_V} \tag{5.6}$$

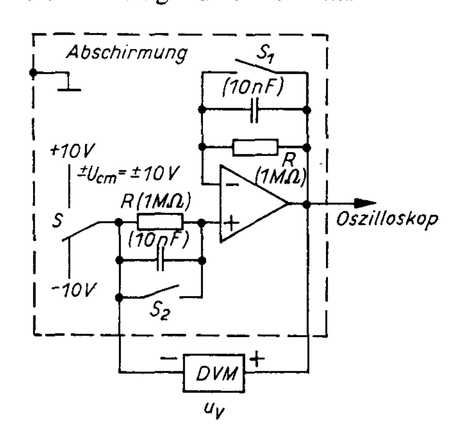
oder

$$X_0 = 40\ \text{dB} + 20 \log \frac{20\ \text{V}}{|\Delta u_V|} \quad \text{in dB}$$

für die im Bild 5.15 angegebenen Zahlenwerte.

5.3.2. Gleichtakteingangswiderstände

Die im Bild 5.16 angegebene Testschaltung ist ähnlich der für die Messung der Eingangsbiasströme. Die Änderung der Eingangsströme mit der Gleichtaktaussteuerung ist auch die Grundlage für diese Meßmethode.



S_1	S_2	Δu_V
0	1	$\Delta u_{cm} R/R_{cm}^-$
1	0	$-\Delta u_{cm} R/R_{cm}^+$

1 Schalter geschlossen
0 Schalter geöffnet

die Werte für Δu_V in der Tabelle gelten für

$R/R_{cm} \gg 1/X_0,\ 1/A_0$

die Widerstandswerte werden so gewählt, daß

$I_b R = 100\ \text{mV} - 1\text{V}$ gilt

Bild 5.16. Messung des Gleichtakteingangswiderstandes

Ein zu großer Meßwiderstand R kann Eingangs- oder Ausgangssättigung verursachen. Bei zu kleinem Meßwiderstand kann der Signalabfall über R durch die Änderung der Differenzeingangsspannung überdeckt werden (endliche Werte von A_0 und X_0)

Die Zweipunktmessung erfolgt wieder durch Umlegen des Schalters S beim vorgewählten Zustand der Schalter S_1 und S_2. Die Gültigkeit der Beziehungen

$$R_{cm}^- \quad \text{oder} \quad -R_{cm}^+ = R \frac{\Delta u_{cm}}{\Delta u_V} = R \frac{20\ \text{V}}{\Delta u_V} \tag{5.7}$$

setzt eine vernachlässigbare Änderung der Differenzeingangsspannung (große A_0, X_0) gegenüber der Änderung der Spannungsabfälle über den Meßwiderständen R voraus. Es gibt jedoch eine obere Grenze für die Meßwiderstände, die durch die Nenneingangs- und Ausgangsspannungen U_{cm} und U_0 gegeben ist. Ein vernünftiger Kompromiß entspricht einem Spannungsabfall von $I_b R = 100$ mV bis 1 V.

5.3.3. Gleichtakteingangskapazität

Im Interesse einer einfachen Messung wird als Gleichtakteingangskapazität der am nichtinvertierenden Eingang gemessene Wert genommen (Bild 5.17). Der Operationsverstärker als Spannungsfolger wird mit einer sinusförmigen Spannung über einen relativ hoch-

ohmigen kapazitätsarmen Widerstand R angesteuert. Die Frequenz wird kontinuierlich bis zu dem Wert f_{-3} erhöht, bei welchem die gemessene Ausgangsspannung u_a um 3 dB unter die Eingangsspannung u_G fällt. Die Gleichtakteingangskapazität wird aus der Gleichung

$$C_{cm}^{+} = \frac{1}{2\pi f_{-3} R} \tag{5.8}$$

berechnet.

Hierbei setzen wir eine große Verstärkung $|A|$ bei der Frequenz f_{-3} voraus, die die Wirkung von Z_d neutralisiert. Für die gegebenen Werte $R = 10\ \mathrm{M\Omega}$ und $C_{cm}^{+} = 1$ bis

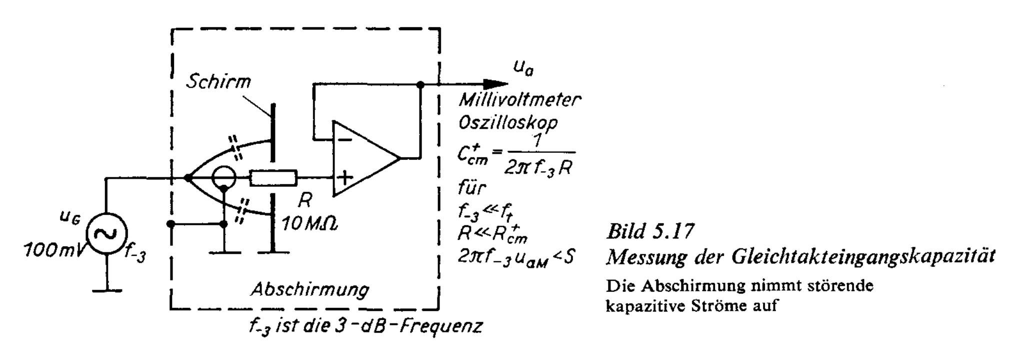


Bild 5.17
Messung der Gleichtakteingangskapazität
Die Abschirmung nimmt störende kapazitive Ströme auf

4 pF (ein für alle direktgekoppelten Operationsverstärker typischer Bereich) liegen die Werte von f_{-3} zwischen 4 und 16 kHz. Die Amplitude der sinusförmigen Spannung wird klein gewählt, so daß die beschränkende Slewrate vernachlässigbar ist.

5.4. Statische Nichtlinearitäten

Statische nichtlineare Parameter begrenzen den Bereich der linearen Aussteuerung und können im Prinzip mittels eines entsprechenden Linearitätstests gemessen werden. Die maximale Signalaussteuerung ist diejenige, bei der der jeweilige lineare Parameter genau die garantierte Größe besitzt.

5.4.1. Nennausgangsspannung und Nennausgangsstrom

Die Testschaltung im Bild 5.18a folgt aus der im Bild 5.10 gezeigten, die für die Messung der Verstärkung bestimmt war. Der Operationsverstärkerausgang wird mit dem Nennlastwiderstand $R_L = (U_0)_M/(I_0)_M$ belastet. (Der Index M kennzeichnet in diesem Abschnitt die *garantierten Katalogwerte.*) Die Ausgangsspannung wird kontinuierlich von Null bis zum Maximalwert U_0^+ oder U_0^- vergrößert, bei dem die entsprechende absolute Änderung der Eingangsspannung $|\Delta u_d|$ gerade den Wert

$$|\Delta u_d| = (\Delta u_d)_M = \frac{(U_0)_M}{(A_0)_M} \tag{5.9}$$

erreicht. Die Nennausgangsspannungen U_0^+ und U_0^-, die sich auf diesem Wege ergeben, werden als die tatsächlichen Grenzen des linearen Bereiches der Kennlinie $u_0(u_d)$ betrachtet. Der konventionelle Charakter einer solchen Definition ist klar (Bild 5.19b). Mit der Einführung des Absolutwertes wird eine mögliche Deformation der Übertragungscharakteristik durch thermische Rückkopplung berücksichtigt.

Ein Zahlenbeispiel wird anschaulicher sein. Ein Operationsverstärker vom Typ μA 741, mit $R_L = 2\ \mathrm{k\Omega}$ belastet, hat eine garantierte Verstärkung $(A_0)_M = 50000$ über den gesamten garantierten Ausgangsspannungsbereich $(U_0)_M = 10$ V. Die entsprechende garantierte maximale Eingangsspannungsänderung ist $(\Delta u_d)_M = 10\ \mathrm{V}/50000 = 200\ \mu\mathrm{V}$.

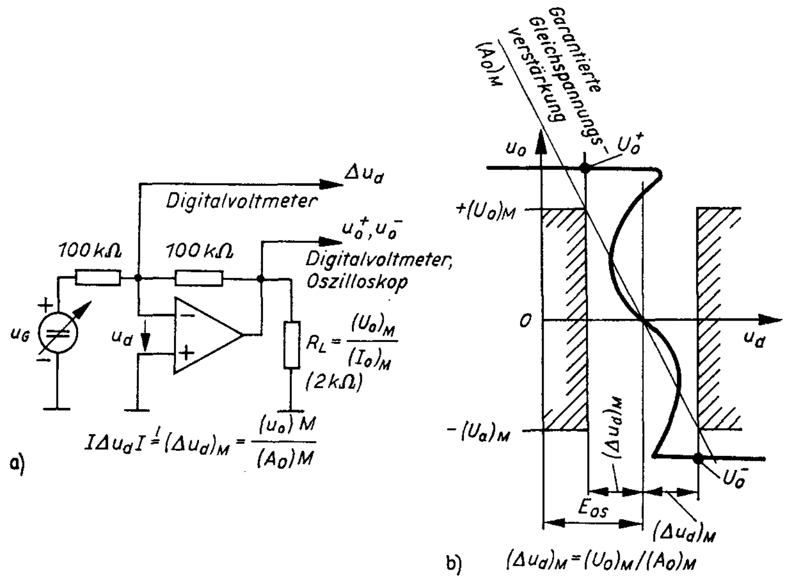


Bild 5.18. Messung der Nennausgangsspannung

a) Die Spannung u_G wird kontinuierlich von Null bis zu einem bestimmten Wert gesteigert, der einer absoluten Eingangsspannungsänderung von $(\Delta u_d)_M$ entspricht. Die entsprechende Ausgangsspannung ist $U_0{}^+$ oder $U_0{}^-$. Wenn $(\Delta u_d)_M$ zu klein ist, wird ein Spannungsteiler wie im Bild 5.10. eingefügt; b) Die tatsächliche Übertragungskennlinie $u_0(u_d)$ muß zwischen den schraffierten Flächen hindurchgehen

Die tatsächliche Verstärkung ist jedoch größer, z.B. $A_0 = 200000$, und es wird eine kleinere Eingangsspannungsänderung $|\Delta u_d| = 50\ \mu\mathrm{V}$ benötigt, um die Ausgangsspannung von Null auf +10 V zu bringen. Wird die Ausgangsspannung noch weiter erhöht, so wächst die Eingangsspannungsänderung $|\Delta u_d|$ bei irgendeinem Ausgangsspannungspegel, z.B. $U_0^+ = +13{,}9$ V, plötzlich auf 200 μV an. Diese Spannung U_0^+ ist die tatsächliche Nennausgangsspannung in positiver Richtung. In analoger Weise wird ein Wert, z.B. $U_0^- = -12{,}5$ V, in negativer Richtung gefunden.

In der Regel wird die Ausgangsbegrenzung durch Sättigung der Ausgangstransistoren und nicht durch Begrenzung des Ausgangsstromes verursacht. Der garantierte Ausgangsstrom $(I_0)_M$ wird gewöhnlich mit einer großen Sicherheit angegeben. Das Meßverfahren überprüft lediglich, ob der tatsächliche maximale Ausgangsstrom größer als $(I_0)_M$ ist. Das muß jedoch genügen. Um die tatsächlichen Grenzen des linearen Bereiches der Ausgangskennlinie $u_0(i_0)$ zu finden, wäre der garantierte Wert des Ausgangswiderstandes erforderlich.

5.4.2. Nenngleichtakteingangsspannung

In der Schaltung entsprechend Bild 5.19a wird der Verstärkereingang von Null bis zur Spannung U_{cm}^+ oder U_{cm}^- ausgesteuert, was einer absoluten Änderung der Eingangsspannung $|\Delta u_d|$ von

$$|\Delta u_d| = (\Delta u_d)_M = \frac{(U_{cm})_M}{(X_0)_M} \tag{5.10}$$

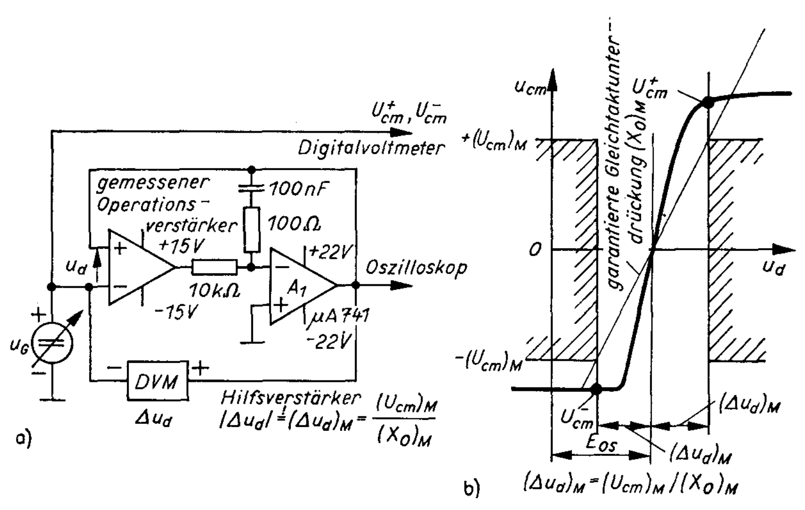


Bild 5.19 Messung der Nenngleichtakteingangsspannung

a) Testschaltung ist analog zu der im Bild 5.15; b) Toleranzfeld der Kennlinie $u_d(u_{cm})$

entspricht. Die Nenngleichtakteingangsspannung U_{cm}^+ bzw. U_{cm}^-, die auf diese Weise bestimmt wird, wird als tatsächliche Grenze des linearen Bereiches der Kennlinie $u_d(u_{cm})$ betrachtet (Bild 5.19b).

5.5. Dynamische Nichtlinearitäten

Die dynamischen nichtlinearen Parameter S und f_p werden mit „brutaler Gewalt" gemessen. Der Verstärker wird übersteuert und seine Reaktion beobachtet. Die Messung ist ermüdend, weil die Beobachtung mit dem Oszilloskop erfolgt.

5.5.1. Maximale Ausgangsslewrate

Infolge von Effekten zweiter Ordnung (parasitäre Kapazität der Eingangsstromquelle in einem zweistufigen Operationsverstärker [37]) hängt die Ausgangsslewrate von der Art und Weise der Aussteuerung des Verstärkers ab. Üblicherweise werden zwei Konfigurationen benutzt – der Inverter und der Spannungsfolger (Bild 5.20).

Der mit dem Nennwiderstand belastete Operationsverstärker wird von einem Impulsgenerator von Null bis zur Nennausgangsspannung $\pm U_0$ ausgesteuert. An einem Oszilloskop werden die Steigungen S^+ und S^- der geraden Abschnitte der Ausgangssprungantwort abgeschätzt. Es gibt keine allgemein anerkannte Methode, diese Steigungen zu bestimmen; es werden sowohl eine Sehne zwischen 10 % und 90 % als auch eine Tangente im zentralen Teil verwendet. Steuerimpulse unterschiedlicher Höhe können ebenfalls benutzt werden (−5 V/+5 V oder −10 V/+10 V).

5.5.2. Großsignalgrenzfrequenz

Die beiden Schaltungen im Bild 5.21 unterscheiden sich von den vorangegangenen nur dadurch, daß ein Sinusgenerator benutzt wird, und durch eine andere Art der Abschätzung. Die Ausgangsspannung u_0 wird auf den vollen Hub $2U_0$ eingestellt. (Das wird

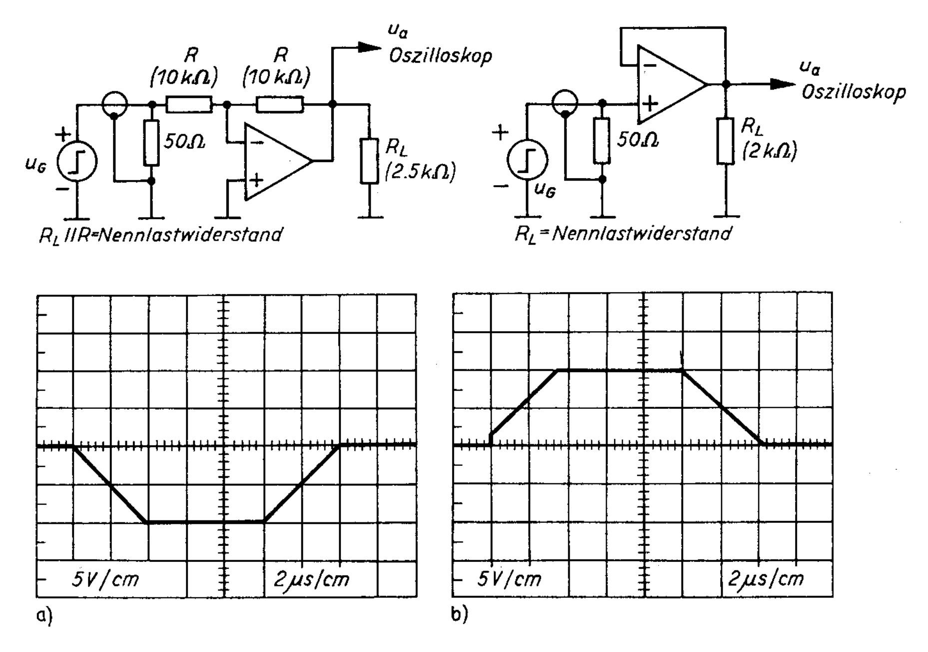


Bild 5.20. Messung der maximalen Ausgangsslewrate

a) Inverter; b) Spannungsfolger; der Wert von R wird entsprechend der Slewrate des Operationsverstärkers gewählt (10 kΩ für Universalverstärker, 5 kΩ bis 500 Ω für Impulsverstärker). Der gemessene Wert ist annähernd $S = \pm 2{,}5$ V/μs

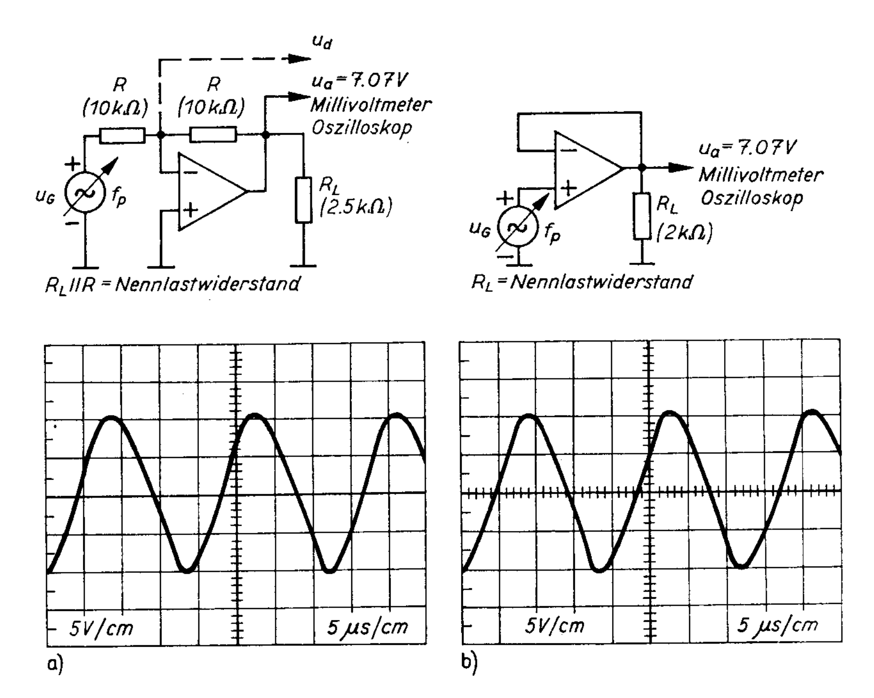


Bild 5.21. Messung der Großsignalgrenzfrequenz

a) Inverter; b) Spannungsfolger; um die nichtlineare Verzerrung zu veranschaulichen, wurden die Aufzeichnungen bei einer Frequenz gemacht, die etwa 25% höher als f_p liegt. Der gemessene Wert ist annähernd f_p = 40 kHz

durch ein Wechselspannungsvoltmeter überprüft; ein Wert von 7,07 V entspricht einem Spitzenwert von 20 V.) Die Frequenz wird so lange kontinuierlich erhöht, bis auf dem Schirm des Oszilloskops eine sägezahnförmige Verzerrung der Sinusspannung erkennbar wird. Die entsprechende Frequenz ist die *Großsignalgrenzfrequenz* f_p.

Das Erkennen der Verzerrung ist äußerst subjektiv. Im Falle des Inverters ist eine Verbesserung dadurch möglich, daß die Spannung u_d am invertierenden Eingang beobachtet wird, die bei f_p plötzlich anwächst.

Für Kontrollzwecke sei an die Näherungsgleichung

$$\min |S| = 2\pi f_p U_0 \tag{5.11}$$

erinnert. min $|S|$ steht für den absolut kleineren Wert von S^+ und S^-.

5.6. Betriebsparameter

Der Ruhebetriebsstrom und der Ausgangskurzschlußstrom kennzeichnen den Gesamtzustand des Operationsverstärkers. Jeder Operationsverstärkertester hat diese beiden Parameter in seinem Programm.

5.6.1. Ruhebetriebsstrom

Wenn der Operationsverstärker nur zwei Betriebsspannungsanschlüsse besitzt, ist es hinreichend, nur einen der beiden Betriebsströme zu kontrollieren (Bild 5.22). Ist auch ein Erdanschluß vorhanden, müssen die beiden Ströme I_B^+ und I_B^- in analoger Weise gemessen werden. Die Abblockungskondensatoren werden immer direkt an den Operationsverstärkeranschlüssen angebracht.

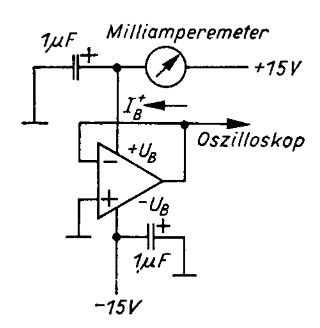


Bild 5.22. Messung des Ruhebetriebsstromes

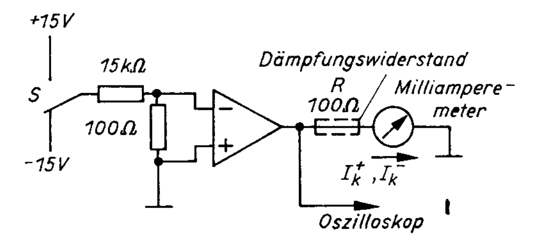


Bild 5.23. Messung des Ausgangskurzschlußstromes
Ein kleiner Widerstand *R* dämpft mögliche Schwingungen der internen Strombegrenzungsschleife

5.6.2. Ausgangskurzschlußstrom

Der Operationsverstärker wird ohne Rückkopplung (Bild 5.23) mit einer kleinen Eingangsspannung ausgesteuert. Die Größe des Kurzschlußstromes I_K^- und I_K^+ wird an einem Milliamperemeter abgelesen.

Einige Verstärker vertragen keinen vollen Kurzschluß, oder sie vertragen keinen Kurzschluß durch die Induktivität des Voltmeters; ihre interne Strombegrenzungsschleife

beginnt zu schwingen. Der beobachtete mittlere Kurzschlußstrom ist dann anders, gewöhnlich kleiner. Dieser Schwierigkeit kann durch einen kleinen Dämpfungswiderstand R von etwa 100 Ω in Reihe mit dem Ausgang abgeholfen werden.

Wird dieser Widerstand exakt ausgewählt, so kann er zu einer bequemen Messung des Kurzschlußstromes mit Hilfe eines Digitalvoltmeters anstelle eines Milliamperemeters benutzt werden.

5.6.3. Offsetabgleich

Mit Hilfe der Schaltung im Bild 5.24 kann die Möglichkeit des Offsetspannungsabgleiches kontrolliert werden. Nach Betätigung des Schalters S muß sich das Vorzeichen der Eingangsoffsetspannung verändern.

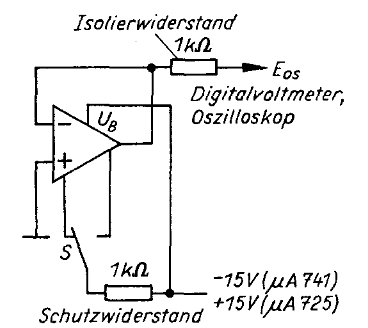


Bild 5.24
Eingangsoffsetabgleich
Die detaillierte Schaltung hängt von den Angaben des Herstellers ab.

Es ist zu beachten, daß die Anschlüsse zum Nullpunktabgleich in das ungeschützte Innere des Operationsverstärkers führen. Das zufällige Berühren dieser Anschlüsse mit der Erde oder der Betriebsspannung führt zu einer nahezu sicheren Zerstörung des Verstärkers.

5.7. Einschwingzeit

Wegen deren direkter Beziehung zu dynamischen Fehlern im Zeitbereich wird die Messung der Einschwingzeit auf Abschn. 9. zurückgestellt.

5.8. Zusammenfassung

Nichts geht über eigene Erfahrung. Wenn hier noch einige Ratschläge gegeben werden, dann deshalb, weil es gut ist, zu erfahren, wie andere vorgehen.

1. Man gewöhne sich an Geräte, die bisher nicht enttäuscht haben, und verleihe sie nicht an andere. Man verlasse sich nicht auf ein neues Gerät, ohne es geprüft zu haben.
2. Man ordne die Geräte auf dem Arbeitstisch zweckmäßig in einem Halbkreis an: das Oszilloskop und das Digitalvoltmeter auf der linken Seite, Generatoren in der Mitte, Stromversorgungen und Wechselspannungsvoltmeter auf der rechten Seite und den Schreiber etwas abseits. Man betreibe die Geräte nur an einer Phase, vorzugsweise von

einem Verteilerbrett mit 10 bis 20 Steckdosen, deren Schutzkontakte nicht angeschlossen sind.

3. Man bringe eine 30 × 40 cm große verkupferte Schirmplatte auf dem Arbeitstisch an und verbinde diese mit Betriebsspannungs-Null (mit der Erde). Man befestige einen kleinen Metallbügel an der Vorderkante der Tafel, um die Erde heranzuführen – er kann dem Messenden selbst zur Erdung dienen.
4. Man benutze eine geeignete Testfassung. Für bipolare Operationsverstärker ist jede zuverlässige Fassung ausreichend. Wenn jedoch Eingangsströme von Verstärkern mit FET-Eingang gemessen werden sollen, ist eine Teflonfassung erforderlich. Weiterhin befestige man einen dicken Draht an der Fassung, verbinde diesen mit der Erdleitung (Betriebsspannungs-Null) und blocke die Betriebsspannung mit 10-μF-Tantalkondensatoren ab. Dieser Draht dient auch der Erdung der Geräte.
5. Man lese das Datenblatt des zu messenden Verstärkers und versuche, seine Schaltung zu verstehen.
6. Man schätze die Größenordnung des zu messenden Parameters ab, zeichne die Testschaltung heraus und verdrahte sie.
7. Es gibt viele Möglichkeiten, einen Verstärker falsch anzuschließen, aber nur eine richtige. Man kontrolliere die Meßeinrichtung nochmals, schalte die Betriebsspannungen ein und überprüfe mit Hilfe eines Digitalvoltmeters die Richtigkeit derselben.
8. Man schalte die Betriebsspannungen und den Signalgenerator aus. Dann verbinde man das Oszilloskop und das Voltmeter mit dem Ausgang. In Erwartung einer großen Aussteuerung sollte am Oszilloskop ein grober Bereich eingeschaltet werden (5 V/cm, Gleichspannungseingang und eine laufende Zeitbasis von 1 ms/cm). Jetzt erst stecke man den zu messenden Operationsverstärker in die Fassung.
9. Beim Einschalten der Betriebsspannung wird das Oszilloskop beobachtet. Wenn der Strahl auf ±13 V springt, ist die Stromversorgung sofort wieder auszuschalten.
10. Wenn das passiert, kontrolliere man die Schaltung erneut, schalte die Betriebsspannung ein und messe die Spannungen direkt an den Stromversorgungs- und Signalanschlüssen des Operationsverstärkers, falls der Stromverbrauch nicht zu hoch ist (vermeide Kurzschlüsse mit der Prüfspitze!). Sind die Betriebsspannungen in Ordnung, die Polarität der Ausgangsspannung entspricht aber nicht der Polarität der Differenzeingangsspannung, so ist der zu testende Verstärker defekt.
11. Zeigt das Digitalvoltmeter einen verdächtig geringen Wert an und ist auf dem Oszilloskop auch bei einer Empfindlichkeit von 10 mV/cm keine Strahlauslenkung zu erkennen, dann berühre man mit der Hand den Eingang, ändere die Betriebsspannungen um ±2 V, schalte diese aus und wieder ein oder löse eine der Betriebsspannungszuführungen und stelle die Verbindung wieder her.
12. Bei allen Messungen einschließlich der Gleichspannungsmessungen beobachte man den Verstärkerausgang mit einem Oszilloskop bei höchster Empfindlichkeit und möglichst mit Gleichspannungseingang. Messen ohne Oszilloskop ist wie ein Arbeiten mit verbundenen Augen.
13. Man fertige eine Niederschrift über die Messungen an (Bedingungen, Ergebnisse, Bemerkungen). Der natürlichen Neigung, schlechte Ergebnisse zu vergessen, begegnet man am besten, indem Aufzeichnungen mit einem Schreiber gemacht werden (Offset, Drift).
14. Man vergleiche die Ergebnisse der Messungen mit den veröffentlichten Daten und werte sie anhand der eigenen Erfahrungen aus. Zu gute wie auch zu schlechte Ergebnisse sind mit Vorsicht zu behandeln.
15. Die wahrscheinlichste Ursache für das unvernünftige Verhalten während der Gleich-

spannungsmessung ist das Schwingen des Operationsverstärkers, was mit einem Oszilloskop nachgewiesen werden kann.

16. Bevor der Operationsverstärker aus der Fassung entfernt wird, schalte man erst den Signalgenerator und dann die Betriebsspannungen ab.
17. Bei wiederholten Messungen belasse man die Geräte in ihrer Arbeitsstellung. Einen neuen Verstärker stecke man aber immer bei abgeschalteten Betriebsspannungen und abgeschaltetem Signalgenerator in die Fassung. Man schalte immer in umgekehrter Reihenfolge zum Ausschalten wieder ein (Gefahr des Eingangsdurchbruchs).

6. Ideale Operationsschaltungen

Dieser Abschnitt, der den zweiten Teil des Buches eröffnet, ist eine Einführung in das Studium von Operationsschaltungen.

Die Theorie von Operationsschaltungen ist zum größeren Teil die *Theorie von Operationsschaltungsfehlern* und zum geringeren Teil die *Theorie der Rückkopplungsstabilität.* In diesem Abschnitt stellen wir diese Themen noch zurück und konzentrieren uns dagegen auf die Eigenschaften jener Operationsschaltungen, die nicht den Einschränkungen unterliegen, die beim realen Operationsverstärker gegeben sind – also auf die Eigenschaften idealer Operationsschaltungen. Mit dem Weglassen von Details ist die Arbeitsweise von Operationsschaltungen leichter zu verstehen, ohne daß diese mit letzter mathematischer Feinheit behandelt wird. Ein inneres Verständnis des Problems, basierend auf der idealen Analyse und unterstützt durch Erfahrung und Experiment, hilft die kritischen Punkte darzulegen, auf die die Aufmerksamkeit zuerst gerichtet werden sollte.

Die Analyse einer Operationsschaltung auf der Grundlage eines idealen Operationsverstärkers ist der erste und erfahrungsgemäß oft der einzige Schritt bei der quantitativen Untersuchung. Sie hat eine große Bedeutung.

Das Ziel dieses Abschnittes besteht im folgenden:

1. Operationsschaltungen zu klassifizieren und zu benennen;
2. allgemeine Eigenschaften herauszufinden, die einzelnen Klassen gemein sind;
3. die Vorgehensweise bei der Entwicklung idealer Operationsgleichungen zu veranschaulichen und
4. einen Querschnitt der Anwendung von Operationsschaltungen zu bieten.

Die Betonung liegt auf den Punkten 2 und 3.

6.1. Klassen von Operationsschaltungen

Es gibt viele Möglichkeiten, Operationsschaltungen einzuteilen, aber alle Bemühungen, dies erschöpfend zu tun, sind vergeblich. Eine Unterscheidung ist jedoch der erste Schritt zur Erkenntnis. In diesem Sinne soll das Klassifizierungsschema nach Bild 6.1 als ein Versuch gelten, eine gewisse Ordnung einzuführen.

6.1.1. Rückkopplungsarten

Die Art und Weise, wie das Rückkopplungssignal gewonnen und wie es mit dem Eingangssignal kombiniert wird, bestimmt den Ausgangswiderstand der Operationsschaltung in bezug auf die Last sowie den Eingangswiderstand hinsichtlich der Signalquelle. Die vier dualen Arten, vereinfacht zu kanonischen Formen, zeigt Bild 6.2 [44].

Die *Serienoperationsschaltung* (Bilder 6.2a und 6.2b) stellt eine Reihenschaltung der Eingangs- und der Rückkopplungssignale u_s und u_f dar, die dem nichtinvertierenden

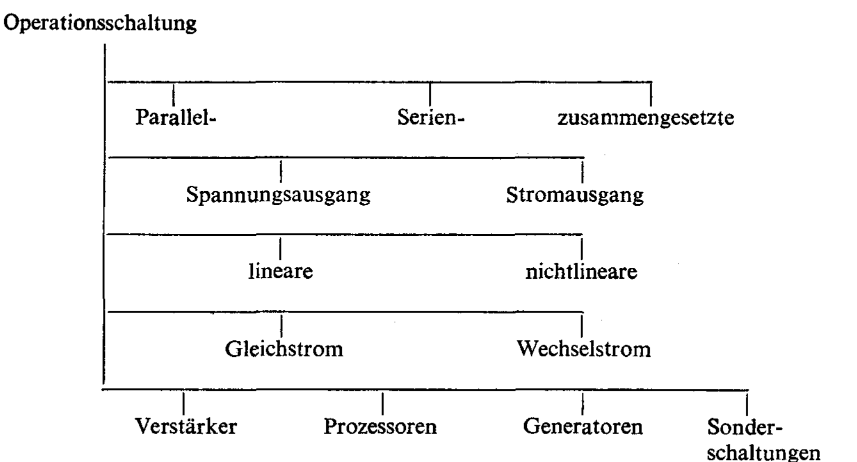


Bild 6.1. Kriterien für die Klassifizierung von Operationsschaltungen: Rückkopplungsart, Linearität, Frequenzbereich, Anwendung

und invertierenden Eingang zugeführt werden. Eine charakteristische Eigenschaft der Serienoperationsschaltung ist ihr hoher Eingangswiderstand.

Bei der *Paralleloperationsschaltung* (Bilder 6.2c und 6.2d) fließen die Eingangs- und die Rückkopplungssignale i_s und i_f parallel zum invertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Eine charakteristische Eigenschaft der Paralleloperationsschaltung ist ihr niedriger Eingangswiderstand.

Jede dieser zwei Formen repräsentiert eine große Gruppe von praktischen Operationsschaltungen, wie sie in den Abschnitten 6.2. und 6.3. behandelt werden.

Die *zusammengesetzten Operationsschaltungen* mit einer komplizierteren Kombination der Eingangs- und der Rückkopplungssignale bilden die restliche Gruppe von Operationsschaltungen, die sich nicht in die obigen kanonischen Formen einordnen läßt (Abschn. 6.4.).

In der *Operationsschaltung mit Spannungsausgang* (Bilder 6.2a und 6.2c) wird das Rückkopplungssignal u_f bzw. i_f von der Größe der Ausgangsspannung u_a abgeleitet. Ihre charakteristische Eigenschaft ist ein niedriger Ausgangswiderstand.

Die *homogene Operationsschaltung* (Bilder 6.2a und 6.2d) wird durch gleiche Signalarten am Eingang und Ausgang gekennzeichnet. Die Verstärkung der linearen homogenen

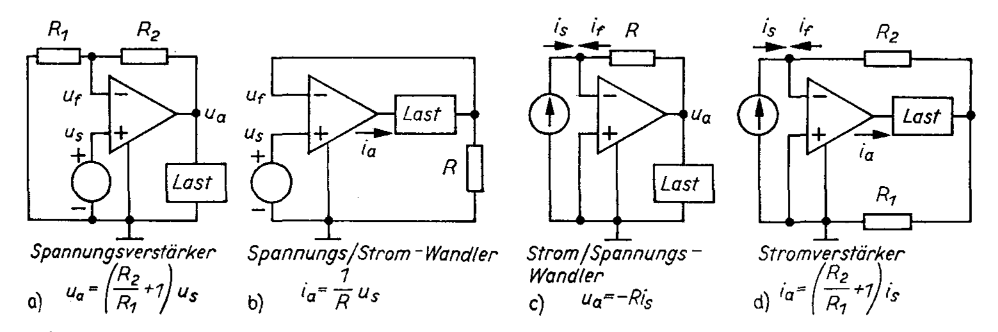


Bild 6.2. Die vier kanonischen Formen der Operationsschaltungen

a) Serienoperationsschaltung mit Spannungsausgang; b) Serienoperationsschaltung mit Stromausgang; c) Paralleloperationsschaltung mit Spannungsausgang; d) Paralleloperationsschaltung mit Stromausgang

Operationsschaltung ist dimensionslos. Die Verstärkung der homogenen Widerstandsoperationsschaltung ist unabhängig vom Absolutwert der Widerstände.

Die *inhomogene Operationsschaltung* (Bilder 6.2b und 6.2c) wird durch unterschiedliche Signalarten am Eingang und Ausgang gekennzeichnet. Die Einheit der Verstärkung der linearen inhomogenen Operationsschaltung ist A/V (b) oder V/A (c).

6.1.2. Linearität

Die Linearität wird in allen nachfolgenden Abschnitten streng vorausgesetzt.

Die *lineare Operationsschaltung* ist eine Schaltung, deren Rückkopplungsnetzwerk linear ist. In der linearen Operationsschaltung gilt das Prinzip der Superposition. Die ideale Operationsgleichung einer linearen Operationsschaltung ist linear.

Strenggenommen ist jede Operationsschaltung innerhalb der Gültigkeitsgrenzen des linearen Operationsverstärker-Modells quasilinear, aber sie wird merklich nichtlinear, wenn die Nennsignalpegel überschritten werden.

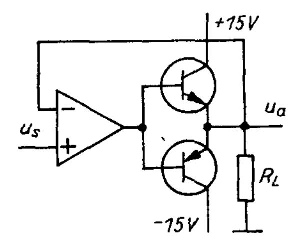


Bild 6.3
Ein nichtlineares Rückkopplungselement ergibt eine nichtlineare Operationsschaltung, aber nicht notwendigerweise eine nichtlineare ideale Operationsgleichung
Unabhängig von der Übernahmeverzerrung des einfachen Transistortreibers erzwingt der ideale Operationsverstärker $u_a = u_s$

Die *nichtlineare Operationsschaltung* ist eine Schaltung, deren Rückkopplungsnetzwerk nichtlinear ist. Für diese gilt das Prinzip der Superposition nicht. Das Rückkopplungsnetzwerk enthält unvermeidlich ein echtes nichtlineares Element. Die ideale Operationsgleichung der nichtlinearen Operationsschaltung ist in der Regel nichtlinear; Bild 6.3 zeigt ein Beispiel, bei dem das nicht der Fall ist.

6.1.3. Arbeitsfrequenzbereich

Eine wichtige Frage für den Entwurf von Operationsschaltungen ist, ob die Gleichspannungskomponente zu übertragen ist.

Die *Gleichspannungsoperationsschaltung* verarbeitet oder erzeugt Signale in einem Frequenzbereich von Null bis zu einer bestimmten Grenze. Dies ist die häufigste und die wichtigste Anwendung des Operationsverstärkers.

Die *Wechselspannungsoperationsschaltung* verarbeitet oder erzeugt Signale in einem Frequenzbereich oberhalb von Null. Dies reduziert die Forderungen bezüglich des Operationsverstärkeroffsets und beeinflußt die Konfiguration der Operationsschaltung.

6.1.4. Anwendungen

Das letzte Kriterium ist ausschließlich praktischer Art.

Verstärker sind Operationsschaltungen, die für die Verstärkung und Messung (kleiner) Spannungen und Ströme vorgesehen sind.

Prozessoren sind Operationsschaltungen, die für die analoge Signalverarbeitung vorgesehen sind. Sie umfassen lineare Prozessoren (Verstärker, Summierverstärker, Inte-

grierer, Differenzierer, aktive Filter), nichtlineare Prozessoren (Begrenzer, Gleichrichter, Effektivwertbildner, logarithmische Verstärker, Multiplizierer, Funktionsgeneratoren) und Prozessoren mit Schaltwirkung (Multiplexer, Sample-hold-Verstärker, Spitzendetektoren, Komparatoren, A-D-Wandler, U-F-Wandler).

Generatoren sind Operationsschaltungen, die für die Erzeugung analoger Signale vorgesehen sind. Sie umfassen Gleichspannungsregler (Betriebs- und Referenzspannungsquellen sowie Stromquellen) und Signalgeneratoren (Sinus-, Rechteck-, Dreieck- und Treppengeneratoren). Die Generatoren mit Schaltwirkung (D-A-Wandler und F-U-Wandler) werden gewöhnlich den Schaltprozessoren zugeordnet.

Spezialoperationsschaltungen umfassen Tester von passiven und aktiven Bauelementen (Widerstände, Kondensatoren, Dioden, Transistoren, Operationsverstärker), spezielle Laboreinrichtungen, spezielle Analogrechner, Meßeinrichtungen usw.

Der nächste Teil dieses Abschnittes behandelt die einzelnen Typen von Operationsschaltungen in entwickelteren Formen.

Die Gliederung erfolgt danach, in welcher Weise die Rückkopplungsschleife geschlossen wird, während andere Gesichtspunkte frei einfließen. Wo es sinnvoll ist, werden die ideale Operationsgleichung, die Verstärkung sowie die Eingangs- und Ausgangswiderstände der Operationsschaltung bestimmt (zur Definition der drei letztgenannten Parameter s. Abschnitte 7. und 10.). Um diese von den Parametern einer realen Operationsschaltung zu unterscheiden, werden sie mit dem Index I versehen.

6.2. Paralleloperationsschaltungen

6.2.1. Strom-Spannungs-Wandler

Strom-Spannungs-Wandler (abgekürzt I-U-Wandler), *Transresistanzverstärker* und zuweilen *„Stromverstärker"* sind alles Synonyme für die im Bild 6.4a gezeigte Operationsschaltung. Ihr Rückkopplungsnetzwerk besteht aus einem einzigen Widerstand R. Eine Stromquelle ist mit dem Eingang verbunden und ein Lastwiderstand mit dem Ausgang. Die Eingangsgröße ist der Signalstrom i_s; die Ausgangsgröße ist die Spannung u_a über der Last. Wir wollen die ideale Gleichung der Operationsschaltung ableiten.

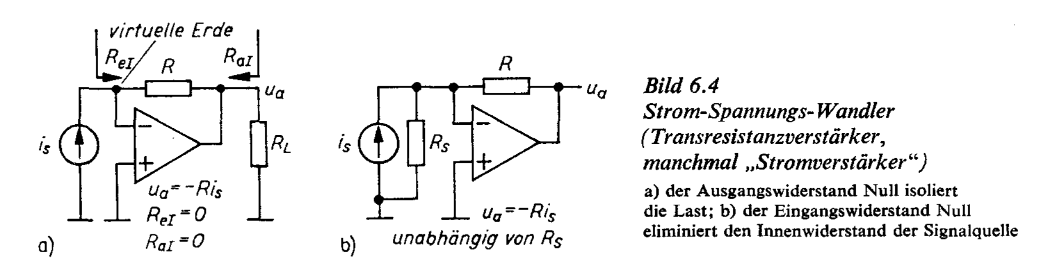


Bild 6.4
Strom-Spannungs-Wandler (Transresistanzverstärker, manchmal „Stromverstärker")
a) der Ausgangswiderstand Null isoliert die Last; b) der Eingangswiderstand Null eliminiert den Innenwiderstand der Signalquelle

Der nichtinvertierende Eingang des Operationsverstärkers ist geerdet, und seine auf Erde bezogene Spannung ist Null. In Übereinstimmung mit der Definition des idealen Operationsverstärkers ist die Spannung am invertierenden Eingang ebenfalls Null. Der invertierende Eingang wirkt wie eine *virtuelle Erde*, wie ein Knoten, der ständig Erdpotential führt, ohne wirklich geerdet zu sein. Das Konzept der virtuellen Erde ist ein leistungsfähiges Instrument zur schnellen Analyse von Paralleloperationsschaltungen. Bezüglich der Parameter eines realen Operationsverstärkers ist dies das Ergebnis einer

unendlich großen Verstärkung ($A = \infty$) und einer verschwindenden Eingangsfehlerspannung ($E_r = 0$).

Der Signalstrom i_s fließt zum invertierenden Eingang. Da der Eingangsstrom des idealen Operationsverstärkers Null ist, muß der zufließende Strom über den Widerstand R abgeführt werden, so daß sich ein Spannungsabfall $i_s R$ über dem Widerstand R einstellt. Da der Widerstand virtuell geerdet ist, ist dieser Spannungsabfall gleich der Größe der Ausgangsspannung der Operationsschaltung:

$$u_a = -Ri_s. \tag{6.1a}$$

Das negative Vorzeichen widerspiegelt die gewählten positiven Richtungen. Gl. (6.1a) ist die gewünschte ideale Operationsgleichung, die den Eingangsstrom i_s in eine proportionale Ausgangsspannung u_a transformiert. Die Proportionalitätskonstante ist die *Verstärkung der Operationsschaltung*

$$G_I = \frac{u_a}{i_s} = -R, \tag{6.1b}$$

die die Bedeutung eines Übertragungswiderstandes (*Transresistanz*; daher der alternative Name der Operationsschaltung) hat.

Gl. (6.1a) enthält nur den Widerstand R und nicht den Lastwiderstand R_L. Das bedeutet, daß sich die Operationsschaltung bezüglich der Last wie eine *ideale Spannungsquelle* mit dem Innenwiderstand Null verhält. Der Ausgangswiderstand der Operationsschaltung ist Null,

$$R_{aI} = 0. \tag{6.1c}$$

Dieses Merkmal ist ein Ergebnis des Spannungsausgangs der Operationsschaltung.

Auf Grund der virtuellen Erdung des nichtinvertierenden Einganges arbeitet die angeschaltete Stromquelle im Kurzschlußbetrieb. Das bedeutet, daß sich die Operationsschaltung bezüglich der Signalquelle wie eine *ideale Stromsenke* mit dem Innenwiderstand Null verhält. Der Eingangswiderstand der Operationsschaltung ist Null,

$$R_{eI} = 0. \tag{6.1d}$$

Dieses Merkmal ist ein Ergebnis der parallelen Rückkopplung.

Wegen des Eingangswiderstandes Null gilt die Operationsgleichung (6.1a) selbst dann, wenn die Stromquelle einen endlich großen Innenwiderstand besitzt (Bild 6.4b). Dieser Widerstand R_s ist zwischen die echte und virtuelle Erde des Operationsverstärkers geschaltet und damit elektrisch unwirksam. Die Paralleloperationsschaltung übernimmt den gesamten Strom aus der angeschalteten Signalstromquelle.

6.2.2. Stromverstärker

Die Eingangsgröße der Operationsschaltung im Bild 6.5 ist wiederum der Signalstrom i_s, die Ausgangsgröße der durch den Lastwiderstand fließende Strom i_a. Entsprechend der vorhergehenden Analyse wird der zum invertierenden Eingang des Operationsverstärkers fließende Strom von einem Teil des Ausgangsstromes kompensiert, dessen Größe vom Stromteiler (R_1, R_2) im Rückkopplungsnetzwerk bestimmt wird. Wegen der virtuellen

Erdung des Widerstandes R_2 arbeitet der Stromteiler auf einen Kurzschluß, so daß gilt

$$i_s + i_a \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.$$

Die ideale Operationsgleichung in ihrer expliziten Form

$$i_a = -\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) i_s \tag{6.2a}$$

enthält den Lastwiderstand R_L wieder nicht. Im Gegensatz zum vorhergehenden Fall bedeutet das, daß sich die Operationsschaltung bezüglich der Last wie eine *ideale Stromquelle* mit einem unendlich großen Innenwiderstand verhält,

$$R_{aI} = \infty. \tag{6.2b}$$

Dieses Merkmal ist ein Ergebnis des Stromausganges der Operationsschaltung.

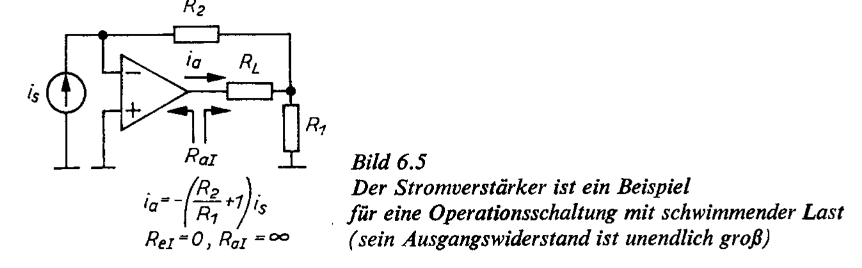


Bild 6.5
Der Stromverstärker ist ein Beispiel für eine Operationsschaltung mit schwimmender Last (sein Ausgangswiderstand ist unendlich groß)

Die dimensionslose Proportionalitätskonstante zwischen dem Eingangs- und Ausgangsstrom hat die Bedeutung einer *Stromverstärkung*

$$G_I = -\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right). \tag{6.2c}$$

6.2.3. Spannungsinverter

Der Eingangssignalstrom läßt sich auch künstlich durch Kombination einer Spannungsquelle mit einem in Reihe liegenden Widerstand erzeugen. Der auf diese Art entstandene *Spannungsinverter* (oder einfach *Inverter*) im Bild 6.6 ist eine der am häufigsten anzutreffenden Operationsschaltungen.

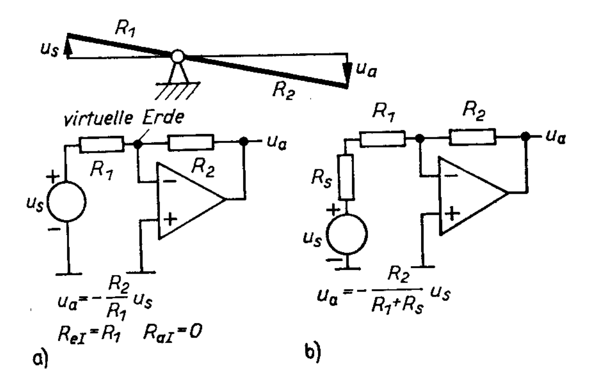


Bild 6.6
Spannungsinverter
a) Schaltung (mechanisches Analogon ist der zweiarmige Hebel); b) daß der Innenwiderstand R_s der Signalquelle in der idealen Operationsgleichung erscheint, ist ein Ergebnis des endlichen Eingangswiderstandes $R_{eI} = R_1$

Die gesamte Eingangsspannung u_s liegt an R_1 (dessen rechte Seite ist virtuell geerdet) und ruft einen äquivalenten Eingangsstrom u_s/R_1 hervor. Dieser zufließende Strom wird durch einen Strom $-u_a/R_2$ kompensiert, der zum Verstärkerausgang über den Rückkopplungswiderstand R_2 fließt:

$$\frac{u_s}{R_1} = -\frac{u_a}{R_2}.$$

Die ideale Operationsgleichung

$$u_a = -\frac{R_2}{R_1} u_s \tag{6.3a}$$

drückt die Proportionalität der Spannungen $-u_a$ und u_s zu den betreffenden Widerständen R_2 und R_1 aus. Zur Veranschaulichung kann ein zweiarmiger Hebel mit den Armlängen R_1 und R_2 und dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers als Drehpunkt dienen, der den linksseitigen Ausschlag u_s auf den rechtsseitigen Ausschlag u_a überträgt.

Die Verstärkung des Inverters

$$G_I = -\frac{R_2}{R_1} \tag{6.3b}$$

ist negativ und kann wahlweise mit den Widerständen R_1 und R_2 in einem weiten Bereich von 0 bis $-\infty$ variiert werden.

Ein spezieller Fall ist der *Inverter mit der Verstärkung 1* (oder wieder einfach *Inverter*) mit gleichen Widerständen $R_1 = R_2$, der nur die Polarität der Eingangsspannung invertiert:

$$u_a = -u_s, \qquad G_I = -1. \tag{6.3c}$$

Der Ausgangswiderstand des Spannungsinverters ist idealerweise Null. Sein Eingangswiderstand verliert jedoch den für die kanonischen Operationsschaltungen typischen Schwarz-Weiß-Charakter und nimmt den Wert

$$R_{eI} = R_1 \tag{6.3d}$$

an, der zahlenmäßig gleich dem virtuell geerdeten Widerstand R_1 ist.

Der Spannungsinverter belastet die Signalquelle. Die Signalspannung an den Anschlüssen der Signalquelle wird um den Spannungsabfall über dem Innenwiderstand R_s kleiner (Bild 6.6b). Mit anderen Worten, ein unbestimmter und nicht stabiler Widerstand R_s erscheint in der Operationsgleichung des Spannungsinverters,

$$u_a = -\frac{R_2}{R_1 + R_s} u_s. \tag{6.3e}$$

Eine solche Eigenschaft wird gewöhnlich als Nachteil angesehen. Im Abschnitt 6.3. werden wir Operationsschaltungen kennenlernen, die diesen Nachteil nicht besitzen.

6.2.4. Summierender Verstärker

Der *summierende Verstärker (Summierer)* im Bild 6.7 stellt eine einfache Erweiterung des Spannungsinverters nach Bild 6.6a mit weiteren Spannungsquellen dar, die über weitere *Summierwiderstände* $R_1 \ldots R_m$ mit dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers

verbunden sind. Der gemeinsame Knoten der Summierwiderstände wird *Summierpunkt* genannt, und dieser Ausdruck wird auch auf den gemeinsamen Knoten der Widerstände R_1 und R_2 des Spannungsinverters übertragen.

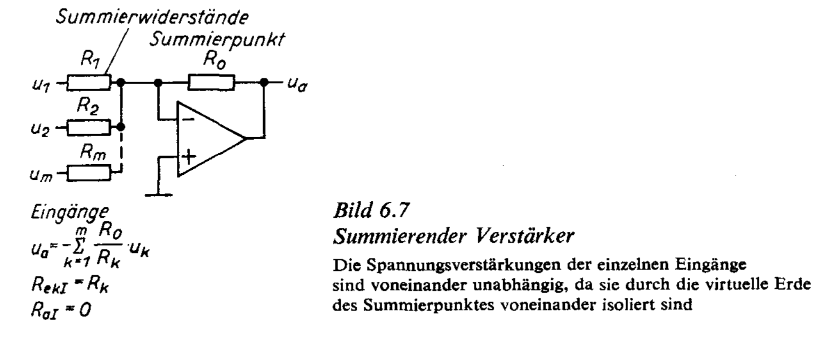


Bild 6.7
Summierender Verstärker
Die Spannungsverstärkungen der einzelnen Eingänge sind voneinander unabhängig, da sie durch die virtuelle Erde des Summierpunktes voneinander isoliert sind

Der Name dieser Operationsschaltung entspringt ihrer Funktion. Die Ströme u_k/R_k, die durch die entsprechenden Summierwiderstände R_k fließen, addieren sich im Summierpunkt. Der gesamte Strom fließt dann über den Rückkopplungswiderstand R_0 ab und wird in die Ausgangsspannung u_a umgesetzt:

$$u_a = -\left(\frac{R_0}{R_1} u_1 + \dots + \frac{R_0}{R_m} u_m\right) = -\sum_{k=1}^{m} \frac{R_0}{R_k} u_k. \tag{6.4a}$$

Die Verstärkung

$$G_{kI} = -\frac{R_0}{R_k} \tag{6.4b}$$

jeder der m Eingangsspannungen u_k ist durch das Verhältnis von Rückkopplungswiderstand R_0 und entsprechendem Summierwiderstand R_k gegeben, unabhängig von der Verstärkung der anderen Eingänge (unabhängig von den Werten der anderen Summierwiderstände) und sogar unabhängig davon, ob einige der anderen Eingangsquellen abgeschaltet und die dazugehörigen Eingangswiderstände frei bleiben oder geerdet sind. Dieses Merkmal ist ein Ergebnis der gegenseitigen Isolation aller Eingänge durch die virtuelle Erdung des Summierpunktes.

6.2.5. Allgemeiner Inverter

Der Spannungsinverter im Bild 6.6a ist ein spezieller Fall des im Bild 6.8a gezeigten *allgemeinen Inverters.* Die Verallgemeinerung besteht darin, daß die einfachen Widerstände R_1 und R_2, die die Spannungen u_s und u_a in Ströme u_s/R_1 und u_s/R_2 umwandeln, von

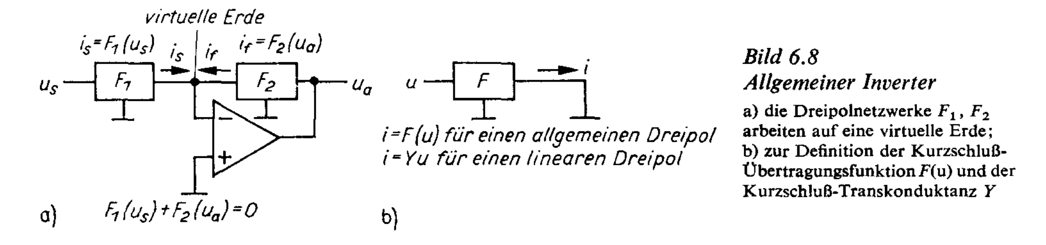


Bild 6.8
Allgemeiner Inverter
a) die Dreipolnetzwerke F_1, F_2 arbeiten auf eine virtuelle Erde;
b) zur Definition der Kurzschluß-Übertragungsfunktion $F(u)$ und der Kurzschluß-Transkonduktanz Y

Dreipolnetzwerken ersetzt werden. Diese werden durch die *Kurzschluß-Spannungs-Strom-Übertragungsfunktionen* $F_1(u_s)$ und $F_2(u_a)$ charakterisiert (Bild 6.8b)[1]).

Die implizite Form der idealen Operationsgleichung

$$F_1(u_s) + F_2(u_a) = 0 \tag{6.5a}$$

stellt die Anwendung des ersten Kirchhoffschen Gesetzes auf den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers dar. Die explizite Lösung dieser Gleichung erfordert die Kenntnis beider Übertragungsfunktionen. Diese können linear oder nichtlinear sein. Im ersten Fall wird das Dreipolnetzwerk durch den Kurzschlußübertragungsleitwert $Y = i/u$ beschrieben (Bild 6.8b). Die explizite ideale Operationsgleichung wird dann

$$u_a = -\frac{Y_1}{Y_2}\,u_s. \tag{6.5b}$$

Übliche Dreipolnetzwerke und deren Übertragungsleitwerte sind in Analogrechner-Handbüchern tabelliert [45] [46].

6.2.6. Widerstands-T-Netzwerk

Bild 6.9 zeigt ein praktisches Beispiel für den allgemeinen linearen Inverter; das Dreipolnetzwerk in der Rückkopplung wird durch ein T-Netzwerk mit den Widerständen R_1, R_2, R_3 realisiert. Die entsprechenden Übertragungsleitwerte sind

$$Y_1 = \frac{1}{R}, \qquad Y_2 = \frac{1}{R_1 + R_2 + R_1R_2/R_3},$$

so daß nach Gl. (6.5b) gilt

$$u_a = -\frac{1}{R}\left(R_1 + R_2 + \frac{R_1\,R_2}{R_3}\right)u_s \tag{6.6a}$$

und

$$G_I = -\frac{R_1}{R}\left(\frac{R_2}{R_1 \,\|\, R_3} + 1\right) \approx -\frac{R_1}{R}\left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right) \tag{6.6b}$$

für $R_1 \gg R_3$.

Das Einsetzen der Zahlenwerte von Bild 6.9 ergibt eine große Verstärkung $G_I = -1001$, die bei einem einfachen Inverter mit dem gleichen Eingangswiderstand $R_{iI} = 1\ \text{M}\Omega$ nur mit dem Einsatz eines Elektrometer-Rückkopplungswiderstandes von 1001 MΩ erzielt werden könnte. Die tatsächlichen Werte der Rückkopplungswiderstände überschreiten dabei den Wert von 1 MΩ nicht. Wir wollen das Wesen dieser Widerstandstransformation näher untersuchen.

Die Widerstände R und R_1 bilden einen gewöhnlichen Inverter mit einem gedachten Spannungsausgang u_x am gemeinsamen Knoten des T-Netzwerkes. Seine Verstärkung $-R_1/R$ stellt den ersten Teil der Gesamtverstärkung Gl. (6.6b) dar.

[1]) Von speziellem Interesse sind *reziproke Dreipolnetzwerke*, deren Kurzschlußübertragungsfunktionen von links wie von recht betrachtet gleich sind. Alle symmetrischen und nichtsymmetrischen passiven Dreipolnetzwerke (bestehend aus Widerständen, Kapazitäten und Induktivitäten), aber auch der Bipolartransistor in Basisschaltung innerhalb der Gültigkeitsgrenzen der Ebers-Moll-Gleichungen fallen in diese Kategorie.

Die Spannung u_x entsteht durch Teilung der Ausgangsspannung u_a mit dem Spannungsteiler $(R_2, R_1 \| R_3)$,

$$u_x = u_a \frac{R_1 \| R_3}{R_2 + R_1 \| R_3}.$$

Das inverse Teilungsverhältnis

$$\frac{u_a}{u_x} = \frac{R_2}{R_1 \| R_3} + 1 \approx \frac{R_2}{R_3} + 1 = 1001$$

stellt den zweiten Teil der Gesamtverstärkung Gl. (6.6b) dar. Das Einfügen der Widerstände R_2, R_3 hat also eine scheinbare Vergrößerung des Widerstandes R_1 durch das umgekehrte Teilungsverhältnis $R_2/R_3 + 1$ zur Folge.

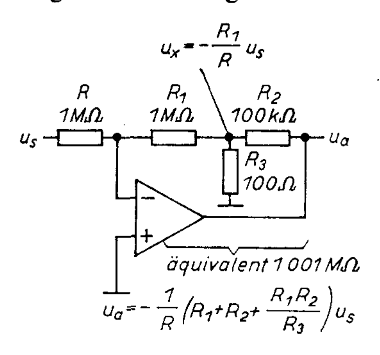


Bild 6.9
Spannungsinverter mit einem Widerstands-T-Netzwerk
Er ist attraktiv, weil er einen teuren Elektrometerwiderstand durch drei gewöhnliche Widerstände zu ersetzen ermöglicht. Das ansteigende Ausgangsoffset und Ausgangsrauschen begrenzen jedoch seine Anwendungsfähigkeit

Diese künstliche Realisierung eines hohen Widerstandes durch ein T-Netzwerk wird jedoch von einem wesentlichen Nachteil begleitet – Offset und Rauschen der Operationsschaltung steigen an (Abschn. 11.2.6.).

6.2.7. Logarithmischer Verstärker

Der mit Hilfe eines Transistors realisierte logarithmische Verstärker nach Bild 6.10 ist ein Beispiel für eine nichtlineare Operationsschaltung. Die Übertragungsfunktion des Bipolartransistors als nichtlinearer Dreipol ist nach Gl. (3.1)

$$F(u_a) = -I_S \, e^{-u_a/U_T},$$

Bild 6.10
Logarithmischer Verstärker
Die tatsächliche Schaltungskonfiguration ist umfangreicher

vorausgesetzt $|u_a| > 100$ mV und unter Berücksichtigung der geänderten positiven Zählrichtungen. Das Einsetzen in Gl. (6.5a) ergibt

$$\frac{u_s}{R} - I_S \, e^{-u/U_T} = 0,$$

und daraus

$$u_a = -U_T \ln \frac{u_s}{RI_S}. \tag{6.7}$$

6.2.8. Diodenbegrenzer

Die nichtlineare Operationsschaltung im Bild 6.11 stellt eine Schaltung dar, deren Ausgang nicht mit dem Ausgang des Operationsverstärkers identisch ist. Sie arbeitet in zwei Zuständen, abhängig von der Polarität der Eingangsspannung u_s. Um die Analyse zu vereinfachen, werden die Sperrströme der Siliziumdioden D_1 und D_2 vernachlässigt.

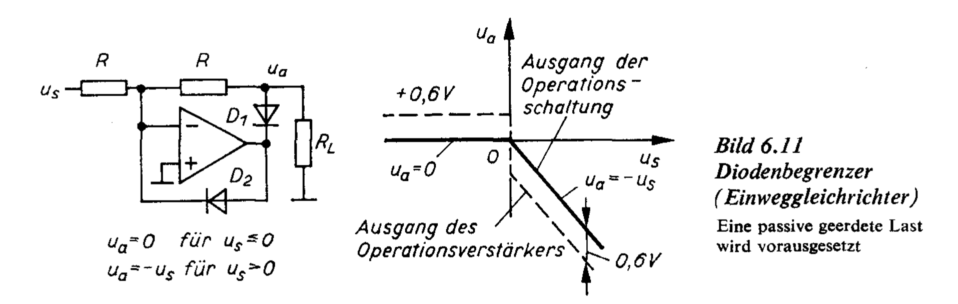


Bild 6.11
Diodenbegrenzer (Einweggleichrichter)
Eine passive geerdete Last wird vorausgesetzt

Der über den Summierpunkt fließende Strom kann für $u_s < 0$ nur den Weg über die Diode D_2 nehmen. Die positive Ausgangsspannung des Operationsverstärkers von etwa 0,6 V (Spannungsabfall über D_2) wird vom Ausgang der Operationsschaltung durch die gesperrte Diode D_1 abgetrennt. Unter der Voraussetzung einer passiven und geerdeten Last ist die Ausgangsspannung der Operationsschaltung Null:

$$u_a = 0 \quad \text{für} \quad u_s < 0. \tag{6.8a}$$

Für $u_s > 0$ ist die Diode D_2 unwirksam. Die Operationsschaltung wirkt wie ein Inverter,

$$u_a = -u_s \quad \text{für} \quad u_s > 0, \tag{6.8b}$$

und die negative Ausgangsspannung des Operationsverstärkers gelangt an den Ausgang der Operationsschaltung über die in Flußrichtung gepolte Diode D_1. Der Verstärkerausgang ist um einen konstanten Wert von etwa 0,6 V (um den Spannungsabfall über Diode D_1) unter den Schaltungsausgang verschoben.

Die grafische Darstellung der Operationsgleichungen (6.8a und 6.8b) ist eine geknickte Kennlinie, die Charakteristik eines *idealen Einweggleichrichters.*

6.2.9. Analogschalter

Werden die Dioden durch zwei MOSFET-Schalter S_1 und S_2 ersetzt (Bild 6.12), so entsteht ein präziser (analoger) Schalter. Seine beiden Arbeitszustände werden durch eine logische Zweizustandsvariable C gesteuert. Im ersten Zustand, entsprechend $C = 0$, ist der Schalter S_2 ein- und der Schalter S_1 ausgeschaltet, und die Ausgangsspannung u_a ist Null, unabhängig von der Eingangsspannung u_s:

$$u_a = 0 \quad \text{für} \quad C = 0. \tag{6.9a}$$

Im zweiten Zustand tauschen die Schalter ihre Rolle, und die Eingangsspannung erscheint invertiert am Ausgang:

$$u_a = -u_s \quad \text{für} \quad C = 1. \tag{6.9b}$$

Über den geschlossenen Schalter S_1 fließen sowohl der Rückkopplungsstrom wie auch der Laststrom; der Spannungsabfall über dessen Widerstand hat jedoch keine Wirkung.

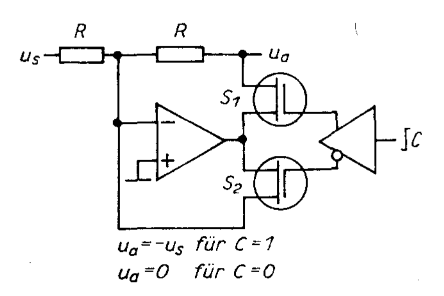


Bild 6.12. Analogschalter

Mit dem Einfügen des Schalters S_1 in die Rückkopplungsschleife wird sein „Ein "-Widerstand vollständig neutralisiert. Schalter S_2 schließt die Rückkopplungsschleife im zweiten Zustand

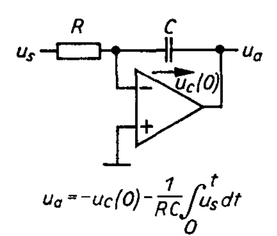


Bild 6.13. Rückkopplungs- (Miller-) Integrierer

Eine praktische Realisierung enthält ein Netzwerk für die Eingabe der Anfangsbedingung

6.2.10. Integrierer

Die letzte Paralleloperationsschaltung führt die Dimension der Zeit in die Operationsgleichung ein. Der *Rückkopplungs-(Miller-) Integrierer* nach Bild 6.13 verwendet das Konzept der virtuellen Erde für die Trennung der Spannungs-Strom-Wandlung (Widerstand R) von der folgenden Integration (Kondensator C), mit anderen Worten, zur Verschiebung des Integriererpoles nach Null. Der Eingangsstrom u_s/R, der unabhängig von der augenblicklichen Ladung des Integrierers ist, fließt zwangsläufig durch den Rückkopplungskondensator und erzeugt die Ausgangsspannung als Integral

$$u_a(t) = -u_C(0) - \frac{1}{RC}\int_0^t u_s(t)\,dt. \tag{6.10}$$

$u_C(0)$ ist der Anfangswert der Kondensatorspannung.

6.3. Serienoperationsschaltungen

6.3.1. Spannungsverstärker

Der *Spannungsverstärker (nichtinvertierender Verstärker)*, der im Bild 6.14 dargestellt ist, ist am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers mit einer Spannungssignalquelle verbunden. Infolge der Null-Differenzeingangsspannung eines idealen Operationsverstärkers wird die Signalspannung u_s auch an den invertierenden Eingang übertragen. Da der Eingangsstrom eines idealen Operationsverstärkers ebenfalls Null ist, ist der Rückkopplungsspannungsteiler (R_1, R_2) unbelastet und

$$u_s = u_a \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Die ideale Operationsgleichung ist

$$u_a = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) u_s. \tag{6.11a}$$

Infolge des Spannungsausgangs ist der ideale Ausgangswiderstand ebenfalls Null.

$$R_{aI} = 0. \tag{6.11b}$$

Der ideale Eingangswiderstand ist unendlich groß,

$$R_{eI} = \infty, \tag{6.11c}$$

weil der Eingangsstrom für eine beliebige Eingangsspannung Null ist. Dieses Merkmal ist ein Resultat der seriellen Rückkopplung.

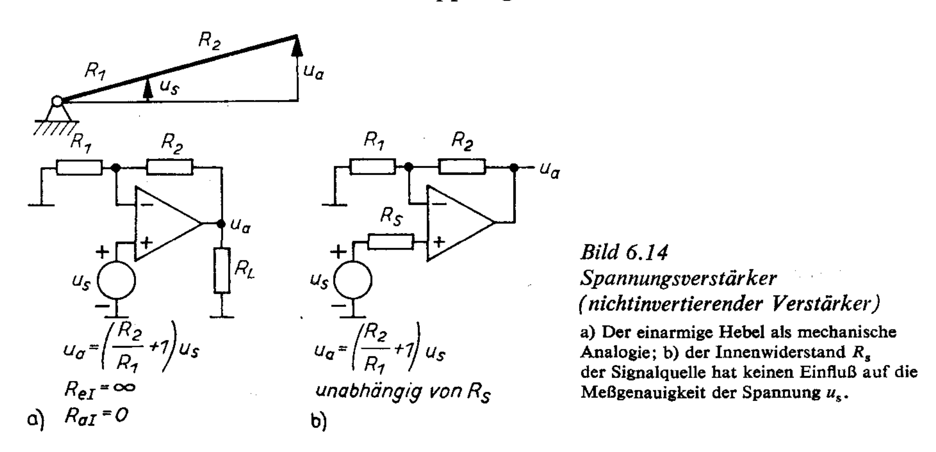


Bild 6.14
Spannungsverstärker (nichtinvertierender Verstärker)
a) Der einarmige Hebel als mechanische Analogie; b) der Innenwiderstand R_s der Signalquelle hat keinen Einfluß auf die Meßgenauigkeit der Spannung u_s.

Der unendlich große Eingangswiderstand und der verschwindende Eingangsstrom (in den Abschnitten 10. und 11. werden wir sehen, daß das nicht dasselbe ist) bewirken, daß die Operationsgleichung nicht durch den Innenwiderstand R_s der Signalquelle beeinflußt wird (Bild 6.14b). Weil kein Strom durch R_s fließt, ist er elektrisch unwirksam. Die Serienoperationsschaltung verarbeitet die Leerlaufspannung der angeschlossenen Signalquelle.

Die Verstärkung des nichtinvertierenden Verstärkers

$$G_I = \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{6.11d}$$

ist positiv, gleich dem inversen Teilungsverhältnis des Rückkopplungsspannungsteilers und allgemein größer als 1.

Das *Konzept des inversen Teilungsverhältnisses* wird häufig benutzt, und die Form der Gleichung (6.11d) ist es wert, im Gedächtnis behalten zu werden. Dazu kann die Analogie zu einem einarmigen Hebel behilflich sein (Bild 6.14a).

6.3.2. Spannungsfolger

Der *Spannungsfolger* (oder einfach *Folger*) als Spezialfall des nichtinvertierenden Verstärkers (Bild 6.15) ist die einfachste Operationsschaltung. Das Rückkopplungsnetzwerk besteht aus einer direkten Leitung vom Ausgang zum invertierenden Eingang des Ope-

rationsverstärkers. Die Ausgangsspannung u_a ist gleich der Eingangsspannung u_s auf einem höheren Leistungsniveau:

$$u_a = u_s. \tag{6.12}$$

Die Spannnungsverstärkung eins, der unendlich große Eingangswiderstand und der verschwindende Ausgangswiderstand charakterisieren den Spannungsfolger als einen *idealen Pufferverstärker (idealen Impedanzwandler)*.

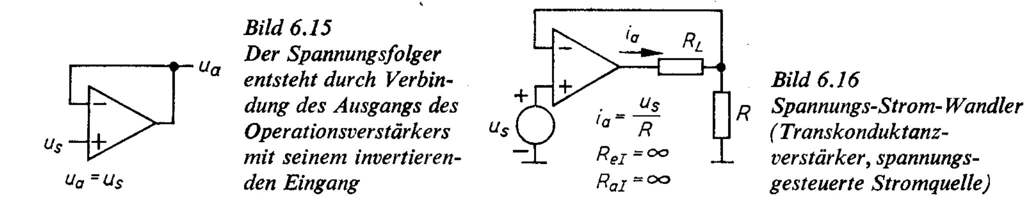


Bild 6.15 Der Spannungsfolger entsteht durch Verbindung des Ausgangs des Operationsverstärkers mit seinem invertierenden Eingang

Bild 6.16 Spannungs-Strom-Wandler (Transkonduktanzverstärker, spannungsgesteuerte Stromquelle)

6.3.3. Spannungs-Strom-Wandler

Der *Spannungs-Strom-Wandler (U-I-Wandler)* oder *Transkonduktanzverstärker* (Bild 6.16) wandelt die Eingangsspannung in einen Ausgangsstrom. Infolge der Rückkopplungswirkung wird die Eingangsspannung u_s an den invertierenden Eingang übertragen und damit dem geerdeten Widerstand R aufgeprägt. Der resultierende Strom u_s/R durch den Lastwiderstand R_L wird vom Verstärkerausgang geliefert, weil der in den invertierenden Eingang fließende Strom Null ist:

$$i_a = \frac{1}{R} u_s. \tag{6.13}$$

Der inverse Wert des Widerstandes R hat die Bedeutung einer *Transkonduktanz* (eines *Übertragungsleitwertes*).

Der U-I-Wandler ist eine ideale *spannungsgesteuerte Stromquelle*, deren Eingangs- und Ausgangswiderstände unendlich groß sind.

6.4. Zusammengesetzte Operationsschaltungen

Operationsschaltungen, die nicht in die zwei großen vorangegangenen Klassen eingeordnet werden können, sind durch folgende Merkmale charakterisiert:

- Signalaussteuerung an beiden Operationsverstärkereingängen,
- Mehrfachrückkopplung,
- Kombination von negativer und positiver Rückkopplung,
- Verwendung mehrerer Operationsverstärker und
- unkonventionelle Schaltung des Operationsverstärkers.

6.4.1. Signalaussteuerung an beiden Eingängen

Der *Differenzverstärker* (Bild 6.17) ist eine lineare Operationsschaltung mit zwei Eingängen. Seine Ausgangsspannung ergibt sich durch Überlagerung.

Es werde zunächst die Spannung u_1 angelegt, und die Spannung u_2 sei Null. Der nichtinvertierende Eingang des Operationsverstärkers wird über die parallelgeschalteten

Widerstände R_3 und R_4 geerdet. Die Operationsschaltung stellt einen Spannungsinverter dar. Die erste Komponente der Ausgangsspannung ist

$$-\frac{R_2}{R_1} u_1.$$

Nun werde die Spannung u_2 angelegt, und die Spannung u_1 sei Null. Die Operationsschaltung stellt einen nichtinvertierenden Verstärker mit dem Spannungsteiler (R_3, R_4) am Eingang dar. Die zweite Komponente der Ausgangsspannung ist

$$u_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) = u_2 \frac{R_4}{R_3} \frac{R_2/R_1 + 1}{R_4/R_3 + 1}.$$

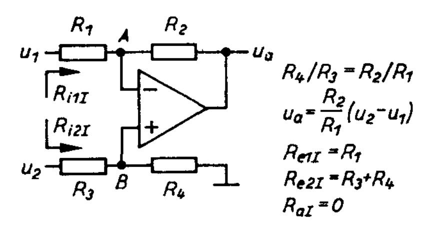


Bild 6.17
Differenzverstärker
Die Bedingung für die Unterdrückung der Gleichtaktkomponente der beiden Eingangsspannungen stimmt mit der für die Gleichheit der Rückkopplungsspannungsteilerverhältnisse $R_4/R_3 = R_2/R_1$ überein. Um das Ausgangsoffset zu minimieren, wird gewöhnlich volle Symmetrie gewählt: $R_4 = R_2$ und $R_3 = R_1$

Gleichzeitiges Anlegen beider Eingangsspannungen an eine symmetrische Operationsschaltung,

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}, \tag{6.14a}$$

ergibt eine Ausgangsspannung

$$u_a = \frac{R_2}{R_1} (u_2 - u_1), \tag{6.14b}$$

die der Differenz der beiden Eingangsspannungen, unabhängig von ihrer absoluten Größe, proportional ist. Daher auch der Name der Operationsschaltung. Der Grund für das Einfügen des Spannungsteilers (R_4, R_3) ist offensichtlich: er gleicht die Verstärkungen des invertierenden und des nichtinvertierenden Eingangs aus, die absolut um eins differieren.

Entsprechend den zwei Eingängen gibt es auch zwei Eingangswiderstände. Der erste Eingangswiderstand

$$R_{e1\,I} = R_1 \tag{6.14c}$$

ist einfach gleich R_1, weil der Innenwiderstand am Punkt A Null ist (eine Analogie zur virtuellen Erde). Der zweite Eingangswiderstand

$$R_{e2\,I} = R_3 + R_4 \tag{6.14d}$$

ist gleich der Summe der Widerstände R_3 und R_4, weil der Innenwiderstand des Restes der Schaltung am Punkt B unendlich groß ist. Die zwei Eingangswiderstände sind verschieden, auch wenn die Widerstandszweige (R_1, R_2) und (R_3, R_4) identisch sind.

Die beiden Eingangswiderstände $R_{e1\,I}$ und $R_{e2\,I}$ gehören zu zwei selbständigen geerdeten Quellen von Signalspannungen u_1 und u_2 nach Bild 6.17. Zu einer schwimmenden (nicht-

geerdeten) Signalquelle zwischen den Differenzverstärkereingängen würde ein Differenzeingangswiderstand

$$R_{edI} = R_1 + R_3 \tag{6.14e}$$

gehören, der gleich der Summe der Widerstände R_1 und R_3 ist, weil die Punkte A und B virtuell kurzgeschlossen sind.

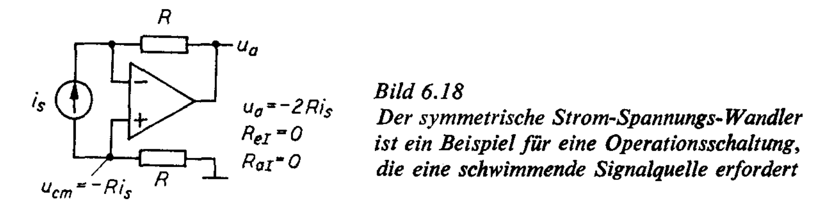


Bild 6.18
Der symmetrische Strom-Spannungs-Wandler ist ein Beispiel für eine Operationsschaltung, die eine schwimmende Signalquelle erfordert

Der *symmetrische I-U-Wandler* im Bild 6.18 unterscheidet sich vom einfachen I-U-Wandler durch den zweiten geerdeten Meßwiderstand R, der in den Strompfad eingefügt ist. Der virtuelle Kurzschluß der Signalquelle bleibt dabei erhalten. Infolge des Spannungsabfalls $-i_sR$ über diesem Widerstand verschiebt sich das Potential der Operationsverstärkereingänge unter das Erdpotential, und die Ausgangsspannung stellt sich auf

$$u_a = -2Ri_s \tag{6.15}$$

ein. Die Gleichtakteingangsspannung $u_{cm} = -i_sR$ ändert sich in Übereinstimmung mit dem Signal, so daß die Eingangsstromquelle schwimmend sein muß (z.B. Fotodiode).

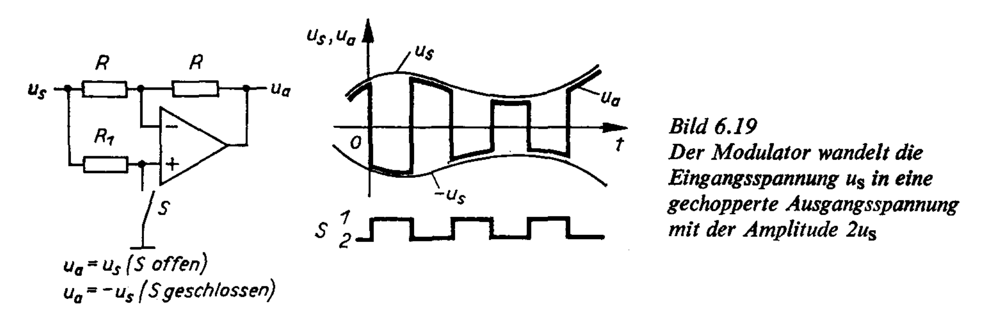


Bild 6.19
Der Modulator wandelt die Eingangsspannung u_s in eine gechopperte Ausgangsspannung mit der Amplitude $2u_s$

Der *Modulator* im Bild 6.19 hat zwei Arbeitszustände, die mit dem Schalter S gesteuert werden. Wenn der Schalter geschlossen ist, wird die Schaltung zum Inverter, und es gilt

$$u_a = -u_s. \tag{6.16a}$$

Öffnet der Schalter, so gelangt die Eingangsspannung an den nichtinvertierenden Eingang und infolge der Rückkopplungswirkung an den invertierenden Eingang des Verstärkers. Es gibt keinen Spannungsabfall über dem linken Widerstand R, und es fließt kein Strom durch denselben. Infolgedessen fließt auch kein Strom durch den rechten Widerstand R. Der Ausgang nimmt das Potential des Eingangs an, und die Operationsschaltung wird zum Spannungsfolger, so daß gilt

$$u_a = +u_s. \tag{6.16b}$$

Wenn der Schalter regelmäßig und schnell zwischen den beiden Zuständen wechselt, arbeitet die Operationsschaltung als präziser Choppermodulator.

Die *Phasenschieberschaltung* im Bild 6.20 ähnelt dem oben beschriebenen Modulator, wobei der Kondensator C_1 als frequenzselektiver Kurzschluß gegen Erde wirkt. Folglich ist eine nichtinvertierende Übertragung (Nullphasenschiebung) bei niedrigen Frequenzen, eine invertierende Übertragung ($-180°$-Phasenschiebung) bei hohen Frequenzen und ein Übergangsverhalten bei mittleren Frequenzen zu erwarten.

Die Operationsgleichung soll in einfacher Weise hergeleitet werden. Die Spannung u^+ am nichtinvertierenden Eingang hat einen Wert

$$u^+ (\mathrm{j}\omega) = u_s (\mathrm{j}\omega) \frac{1}{1 + \mathrm{j}\omega C_1 R_1}.$$

Die Ausgangsspannung ergibt sich nun aus der Überlagerung der von den voneinander unabhängig wirkenden Spannungen u^+ und u_s herrührenden Anteile

$$u_a = -u_s + 2u^+.$$

Einsetzen von u^+ führt zu

$$u_a = \frac{1 - \mathrm{j}\omega C_1 R_1}{1 + \mathrm{j}\omega C_1 R_1} u_s. \tag{6.17a}$$

Der Betrag der Verstärkung der Phasenschieberschaltung ist unabhängig von der Frequenz und Einstellung

$$|G_I| = 1, \tag{6.17b}$$

während der Phasenwinkel

$$\arg G_I = -2 \operatorname{arctg} \omega C_1 R_1 \tag{6.17c}$$

durch Einstellung des Widerstandes im Bereich von 0 bis $-180°$ beliebig verschoben werden kann.

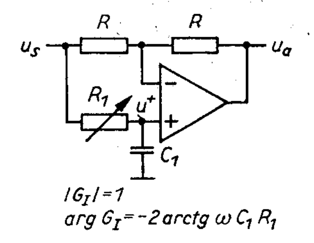


Bild 6.20. Die einstellbare Phasenschieberschaltung ermöglicht eine Veränderung der Phase, ohne die Verstärkung zu beeinflussen
Das ist ein charakteristisches Merkmal eines Nichtminimalphasen-Netzwerkes

Bild 6.21. Das aktive Tiefpaßfilter als Operationsschaltung mit Mehrfachrückkopplung

6.4.2. Mehrfachrückkopplung

Bild 6.21 zeigt ein *aktives Tiefpaßfilter* zweiter Ordnung als Beispiel einer Operationsschaltung mit zwei miteinander verflochtenen Rückkopplungsschleifen. Sogar die ideale Analyse einer solchen Operationsschaltung ist nicht einfach. Der übliche Weg zur Bestimmung der Operationsgleichung führt über die Berechnung der Knotenspannungen in *A* und *B* unter der Randbedingung $u_B = 0$.

6.4.3. Kombinierte negative und positive Rückkopplung

Auf den ersten Blick unterscheidet sich die Operationsschaltung im Bild 6.22 nur wenig vom Differenzverstärker im Bild 6.17. Tatsächlich jedoch führt sie eine neue Klasse von Operationsschaltungen mit interessanten Eigenschaften ein, die durch die gleichzeitige Anwendung positiver und negativer Rückkopplung charakterisiert wird.

Ohne in Details zu gehen, fühlen wir intuitiv, daß die Rückkopplungsstabilität der Schaltung im Bild 6.22 durch das Dominieren der negativen Rückkopplung über die positive Rückkopplung bedingt wird:

$$R_1 R_4 > R_2 R_3 . \tag{6.18}$$

Die zwei extremen, aber praktischen Fälle der Erfüllung der Ungleichung (6.18) sind $R_1 = \infty$ (Bild 6.23) und $R_3 = 0$ (Bild 6.24).

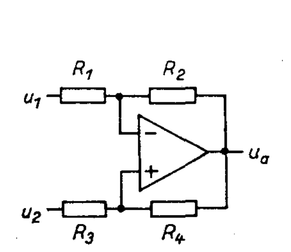


Bild 6.22. Lehrbeispiel einer Operationsschaltung mit kombinierter negativer und positiver Rückkopplung

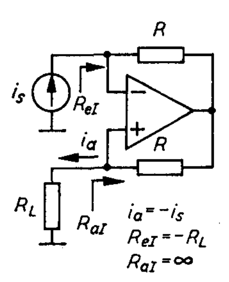


Bild 6.23. Der Strominverter formt eine Stromquelle in eine Stromsenke um und transformiert den Widerstand R_L in einen negativen Widerstand $-R_L$

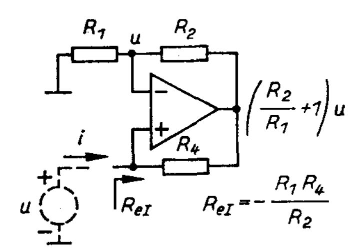


Bild 6.24. Eine andere Realisierung des negativen Widerstandes

Der *Strominverter* (Bild 6.23) arbeitet, wie es der Name andeutet; die beiden Widerstände R sind virtuell parallelgeschaltet. Da sie gleiche Werte haben, führen sie auch gleiche Ströme. Der von der Eingangsstromquelle aufgeprägte Strom durch den oberen Widerstand ist daher gleich dem zur Last fließenden Strom durch den unteren Widerstand:

$$i_a = -i_s . \tag{6.19a}$$

Das Minuszeichen zeigt den Wechsel der Signalpolarität an, d.h. die Umsetzung des Stromes i_s, der aus der Signalquelle herausfließt, in einen Strom i_a, der in die Last hineinfließt, oder mit anderen Worten, die Umsetzung einer Stromquelle in eine Stromsenke. Das ist an sich schon interessant. Noch interessanter sind die Ergebnisse der Untersuchung des Eingangswiderstandes.

Der Signalstrom i_s bewirkt eine Spannung $R_L i_a = -R_L i_s$ über dem Lastwiderstand. Diese Spannung wirkt über den virtuellen Kurzschluß der beiden Eingänge auf die Signalquelle zurück. Die Operationsschaltung verhält sich in bezug auf die Signalquelle wie ein negativer geerdeter Widerstand $-R_L$:

$$R_{eI} = -R_L . \tag{6.19b}$$

Dieses Ergebnis kann verallgemeinert werden. Jede Impedanz Z, die an Stelle der Last angeschaltet wird, wird als negative geerdete Impedanz $-Z$ an die Eingangsklemmen des Strominverters transformiert.

$$Z_{eI} = -Z \tag{6.19c}$$

Der Strominverter wirkt als *Negativ-Impedanz-Konverter*. Diese Eigenschaft wird bei einem bestimmten Typ aktiver Filter ausgenutzt.

Negativer Widerstand

Die Negativimpedanztransformation ist auch für den zweiten Extremfall im Bild 6.24 charakteristisch. Um die Größe des Eingangswiderstandes zu bestimmen, wird eine Testspannung u an den Eingang gelegt und der resultierende Eingangsstrom i vermittelt.

Die Spannung u erscheint mit dem inversen Teilerverhältnis der Widerstände R_1 und R_2 verstärkt am Ausgang des Operationsverstärkers. Die positive Rückkopplung über den Widerstand R_4 ist bestrebt, die Operationsschaltung in die Sättigung zu steuern. Die Testspannungsquelle verhindert das, aber sie muß den induzierten Strom

$$i = \frac{1}{R_4}\left[u - \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) u\right] = -\frac{R_2}{R_1 R_4} u$$

aufnehmen. Somit ist der Innenwiderstand an der Eingangsklemme

$$R_{eI} = -\frac{R_1 R_4}{R_2}. \tag{6.20}$$

Jeder der Widerstände R_1, R_2 oder R_4 kann als Original angesehen werden, das durch die verbleibenden zwei Widerstände in den negativen Widerstand R_{eI} transformiert wird. Die praktische Bedeutung ist offensichtlich: die Möglichkeit, eine vorhandene Netzwerkimpedanz zu neutralisieren (Bild 6.25 und 6.26).

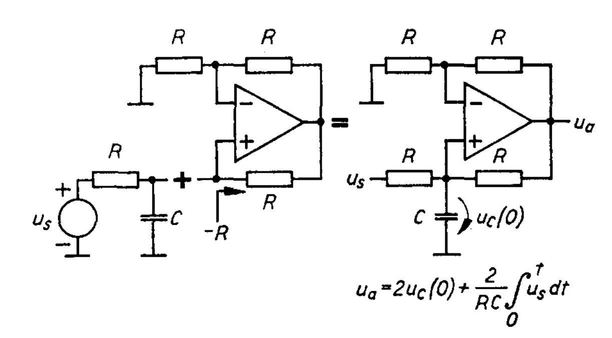


Bild 6.25. Entwicklung eines nichtinvertierenden Integrierers

Der endliche Wert des Integrierwiderstandes R wird durch einen künstlich erzeugten negativen Widerstand $-R$ kompensiert. Ihre parallele Verbindung führt zu einem verschwindenden Leitwert, der für eine ideale Stromquelle (Howland-Strompumpe) charakteristisch ist

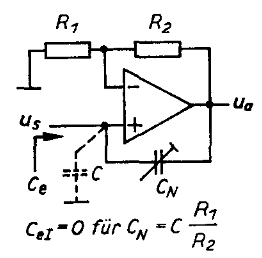


Bild 6.26. Neutralisation der Eingangskapazität des nichtinvertierenden Verstärkers

Nichtinvertierender Integrierer (Bild 6.25)

Der Widerstand R und der Kondensator C bilden ein passives Integriernetzwerk. Die bekannte Unvollkommenheit dieses Integriernetzwerkes ergibt sich aus der Aufladung des Integrierkondensators durch eine Spannungsquelle über einen Widerstand anstatt durch eine Stromquelle. Eine Abhilfe schafft die Parallelschaltung eines negativen Widerstandes $-R$, der entsprechend Bild 6.24 erzeugt wird. Die Abnahme des Integrals

$$u_a(t) = 2u_C(0) + \frac{2}{RC}\int_0^t u_s(t)\,dt \tag{6.21}$$

am Verstärkerausgang anstatt am Kondensator hat den zusätzlichen Vorteil der verschwindenden Ausgangsimpedanz.

Die vier Widerstände und der Operationsverstärker im Bild 6.25 bilden eine Schaltung, die *Howland-Strompumpe* genannt wird. Diese verhält sich wie eine spannungsgesteuerte Stromquelle in bezug auf eine geerdete Last, die an Stelle des Integrierkondensators angeschaltet wird.

Neutralisation der Eingangskapazität

Bild 6.26 zeigt einen nichtinvertierenden Verstärker, dessen Eingang mit einer Streukapazität C belastet ist. Mit geeignetem Abgleich des Neutralisationskondensators C_N, der in eine negative Kapazität $-C_N R_2/R_1$ transformiert wird, ist es möglich, die resultierende Kapazität auf Null zu bringen. Volle Neutralisation wird mit

$$C_N = C \frac{R_1}{R_2} \tag{6.22}$$

erreicht.

Referenzspannungsquelle (Bild 6.27)

Entsprechend Gl. (6.18) wird die Rückkopplungsstabilität der Operationsschaltung durch einen niedrigen dynamischen Innenwiderstand der Z-Diode ZD gesichert. In dem stabilen Arbeitspunkt, der durch den Schnittpunkt der Z-Dioden-Kennlinie $U_Z(I_Z)$ mit der Geraden $I_Z = U_Z R_2/R_1 R_4$ gegeben ist, wird die Diode von einem konstanten Strom gespeist, der von der Diode selbst hergeleitet wird. Die Betriebsspannung U_B ist ohne Einfluß und die Betriebsspannungsunterdrückung unendlich groß.

Die bisher vorgestellten und von Bild 6.22 abgeleiteten Operationsschaltungen sind an die Aufrechterhaltung der Rückkopplungstabilität gebunden. Es gibt jedoch brauchbare Schaltungen, die an oder jenseits der Stabilitätsgrenze arbeiten und die Bedingung (6.18) entweder gerade nicht (Bild 6.28) oder überhaupt nicht (Bild 6.29) erfüllen.

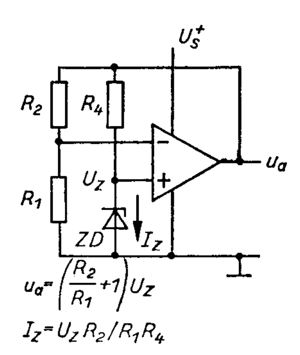


Bild 6.27. Referenzspannungsquelle

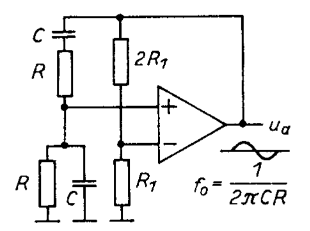


Bild 6.28. Der Wienbrücken-Sinusoszillator ist eine Operationsschaltung mit kombinierter negativer und positiver Rückkopplung, die an der Grenze der Stabilität arbeitet

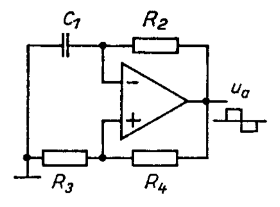


Bild 6.29. Der Multivibrator ist eine instabile Operationsschaltung mit kombinierter negativer und positiver Rückkopplung
Seine Arbeitsweise kann nicht mit dem Konzept eines idealen Operationsverstärkers erklärt werden

Der *Wienbrücken-Sinusoszillator* (Bild 6.28) erzeugt eine Sinusspannung der Frequenz

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR}, \tag{6.23}$$

bei der das Teilerverhältnis der Wienbrücke reell, positiv und gleich 1/3 ist. Wird das Teilerverhältnis des negativen Rückkopplungspfades auf den gleichen Wert gebracht, so

befindet sich die Schaltung an der Stabilitätsgrenze, und die Ausgangsspannung schwingt mit einer beliebigen, aber konstanten Amplitude.

Der *Multivibrator* (Bild 6.29) ist ein Rechteckgenerator. Abgesehen von den Zeitpunkten des Vergleichs, wird der Operationsverstärker durch eine große Differenzeingangsspannung übersteuert, und der Ausgang befindet sich in der Sättigung. Das Konzept eines idealen Operationsverstärkers ist hier nicht anwendbar und muß durch das Konzept eines idealen Komparators ersetzt werden. Eine detaillierte Analyse ist nicht das Ziel dieses Abschnittes.

6.4.4. Operationsschaltungen mit mehreren Verstärkern

Die niedrigen und ungleichen Eingangswiderstände sind ein Nachteil des Differenzverstärkers im Bild 6.17. Wenn man sich auf einen einzelnen Operationsverstärker beschränkt, ist dieser Nachteil nicht zu beseitigen.

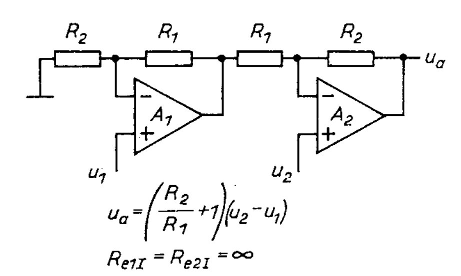


Bild 6.30
Der Instrumentationsverstärker mit zwei Operationsverstärkern vermeidet den Hauptnachteil des Differenzverstärkers im Bild 6.17 – die niedrigen Eingangswiderstände

Der Ausweg ist im Bild 6.30 angedeutet. Wie im Falle des Differenzverstärkers, löst dieser *Instrumentationsverstärker* das Problem der Egalisierung der Verstärkungen des Spannungsinverters und des nichtinvertierenden Verstärkers. Hier wird das Problem jedoch nicht durch Dämpfung des Signals im positiven Pfad, sondern durch Verstärkung mit dem Faktor K im negativen Pfad gelöst, so daß gilt:

$$K \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} + 1 .$$

Die notwendige Verstärkung

$$K = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

wird mit dem zusätzlichen nichtinvertierenden Verstärker (A_1) erreicht. Die resultierende Operationsgleichung lautet

$$u_a = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)(u_2 - u_1). \tag{6.24}$$

Beide Eingangswiderstände sind unendlich groß.

Betragsschaltung

Die Schaltung im Bild 6.31 bildet den absoluten Betrag der Eingangsspannung und arbeitet somit als Zweiweggleichrichter. Sie besteht aus einem Diodenbegrenzer (Bild 6.11) und einem Summierer mit zwei Eingängen (Bild 6.7). Ist die Eingangsspannung u_s negativ, dann ist die Diode D_1 nichtleitend. Der aus R und $R/2$ bestehende Zweig ist unwirksam,

weil er zwischen die virtuellen Erden der beiden Verstärker A_1 und A_2 geschaltet ist. Der Ausgangssummierer wirkt als Inverter:

$$u_a = -u_s \quad \text{für} \quad u_s < 0. \tag{6.25a}$$

Die positive Eingangsspannung u_s erscheint mit $u = -u_s$ invertiert am Ausgang des Diodenbegrenzers, und beide Spannungen u_s und u werden mit Hilfe des Summierers addiert:

$$u_a = -u_s - 2u = +u_s \quad \text{für} \quad u_s > 0. \tag{6.25b}$$

Beide Fälle können formal zu

$$u_a = |u_s| \tag{6.25c}$$

zusammengefaßt werden. Die grafische Darstellung der Operationsgleichung (6.25c) ist eine geknickte Gerade, die Charakteristik eines idealen Zweiweggleichrichters.

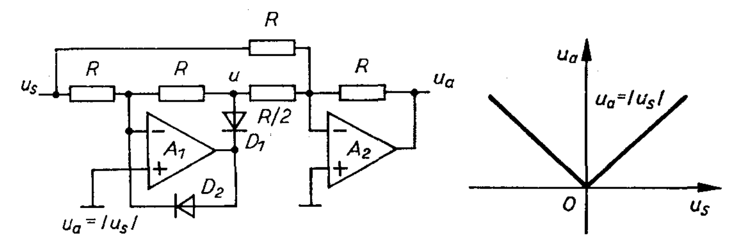


Bild 6.31. Die Betragsschaltung (Zweiweggleichrichter)

6.4.5. Unkonventionelle Operationsschaltungen

Die letzte Gruppe zusammengesetzter Operationsschaltungen ist bei Anwendung des Operationsverstärkers in einer unkonventionellen Weise charakterisiert: schwimmende Betriebsspannungen, Nachführung der Betriebsspannungen und ein Signalausgang an den Betriebsspannungsanschlüssen. Ihre detaillierte Beschreibung liegt außerhalb des Interesses dieses Abschnittes.

6.5. Zusammenfassung

1. Das wichtigste Kriterium für eine Klassifikation der Operationsschaltungen ist die Art und Weise, wie die Rückkopplungsschleife geschlossen wird.
2. Die Serienoperationsschaltung hat einen hohen Eingangswiderstand und ist für die Verstärkung von Spannungen geeignet. Die Paralleloperationsschaltung hat einen niedrigen Eingangswiderstand und ist für die Verstärkung von Strömen geeignet.
3. Die Operationsschaltung mit Spannungsausgang hat einen niedrigen Ausgangswiderstand und wird üblicherweise verwendet. Die Operationsschaltung mit Stromausgang hat einen hohen Ausgangswiderstand; sie kann leicht für eine schwimmende Last und schwieriger für eine geerdete Last realisiert werden.
4. Die vier kanonischen Operationsschaltungen sind der Spannungsverstärker, der U-I-Wandler, der I-U-Wandler und der Stromverstärker. Die zwei allgemeinsten Operationsschaltungen sind der Spannungsinverter und der (nichtinvertierende) Spannungs-

verstärker. Die idealen Eigenschaften der Operationsgrundschaltungen sind in Tafel I im Tafelanhang zusammengefaßt.

5. Die zusammengesetzten Operationsschaltungen umfassen einen breiten Anwendungsbereich. Sie sind charakterisiert durch Signalaussteuerung an beiden Eingängen des Operationsverstärkers, Kombination von negativer und positiver Rückkopplung, Verwendung mehrerer Operationsverstärker, Mehrfachrückkopplung und unkonventionelle Zusammenschaltung von Operationsverstärkern.
6. Bevor mit der quantitativen Analyse der Operationsschaltung begonnen wird, sollte man versuchen, die Arbeitsweise der Schaltung qualitativ zu verstehen. Man kann von früherer Erfahrung profitieren, die Schaltung in einfache und vertraute Teile zerlegen und in eine klarere Form umzeichnen und Schaltungsdetails weglassen.
7. Bei der idealen Analyse einer Operationsschaltung werden Eingangspotentiale des Operationsverstärkers als gleich und die Eingangsströme zu Null angenommen.
8. Die quantitative Analyse beginnt gewöhnlich mit der Bestimmung des Potentials am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Die nächsten Schritte hängen von den Gegebenheiten ab. Geschickte Abkürzungen sind allgemeinen Verfahren vorzuziehen.
9. Der invertierende Eingang eines Operationsverstärkers in der Paralleloperationsschaltung verhält sich wie eine virtuelle Erde.
10. Das inverse Teilungsverhältnis eines Rückkopplungswiderstandsteilers $R_2/R_1 + 1$ ist ein wichtiger Faktor.

7. Analyse der realen Operationsschaltung

Die mathematische Analyse der realen Operationsschaltung läßt sich auf zwei Wegen ausführen: vollständig und durch teilweise Tests.

Die detaillierte *vollständige Analyse* mit Hilfe des linearen oder sogar des nichtlinearen Operationsverstärkermodells ist unnötig. Jede Anwendung ist in der Regel nur in einer bestimmten Richtung anspruchsvoll; auf Grund der hervorragenden Eigenschaften moderner Operationsverstärker werden die Forderungen in andere Richtungen automatisch erfüllt. Die vollständige Analyse kann sogar nutzlos sein, weil sie unangemessen kompliziert ist und weil bedeutende praktische Ergebnisse in einer Vielzahl unbedeutender Details untergehen.

Die *Analyse durch Teiltests* stellt den einzigen praktikablen Weg dar, sich quantitativ ohne Rechner mit der aktuellen Situation zu beschäftigen. Jeder Test konzentriert sich auf einen besonderen Aspekt der Operationsschaltung, uninteressante und unbedeutende Parameter werden idealisiert. Die Unterteilung des Problems geschieht sowohl auf exakter Grundlage (Superposition von Signal und Rauschen, das im Operationsverstärker und Rückkopplungsnetzwerk erzeugt wird) als auch auf der Grundlage vereinfachender Annahmen, deren Gültigkeit noch zusätzlich nachzuprüfen ist.

Im folgenden Teil dieses Buches wird das letztgenannte analytische Verfahren behandelt. Die Teiltests untersuchen

- statische und dynamische Fehler im Frequenzbereich (Abschn. 8.),
- dynamische Fehler im Zeitbereich (Abschn. 9.),
- Eingangs- und Ausgangsimpedanzen (Abschn. 10.),
- Offset (Abschn. 11.),
- Rauschen (Abschn. 12.) und
- Stabilität (Abschn. 13.).

Der Abschn. 7. bildet eine gemeinsame Grundlage für den restlichen Teil des Buches. Jeder der folgenden Abschnitte kann unabhängig von den anderen gelesen werden.

Für den Anwender eines Operationsverstärkers besteht die Aufgabe im Entwurf der Operationsschaltung, die die gestellten Forderungen erfüllt. Die Möglichkeiten sind Entwurf mittels Analyse und mittels Synthese.

Der *Entwurf mittels Synthese* besteht im Schaffen der Operationsschaltung direkt nach den Forderungen. Das ist anspruchsvoll, da schöpferische, erfinderische Fähigkeiten notwendig sind.

Der *Entwurf mittels Analyse* besteht in Veränderung der Eigenschaften einer vorhandenen Operationsschaltung entsprechend den Ergebnissen ihrer Analyse. Dies erfordert

- eine Sammlung von Schaltungen und
- durchdachte analytische Verfahren.

Empfohlene Schemata sind in modernen Büchern über Operationsverstärker und in Firmenschriften zu finden [6] [47] bis [54]. Analytische Verfahren sind Gegenstand der folgenden Abschnitte dieses Buches.

Die vorgestellte Analyse wird sich auf Operationsschaltungen mit

- einem Operationsverstärker,
- einem Signaleingang und
- einem Signalausgang

beschränken. Einige dieser Beschränkungen lassen sich leicht beseitigen (Erhöhung der Zahl der Eingänge), andere sind notwendig, um die Darlegungen in gedrängter Form zu halten.

Ursprünglich wurde der Operationsverstärker zum elektronischen Modellieren mathematischer Operationen geschaffen, und Mathematik ist auch das leistungsfähigste Werkzeug für die Analyse der Operationsschaltung. Dabei haben wir hauptsächlich die linearen Schaltungen im Sinn oder solche, die als linear betrachtet werden können. Die mathematische Analyse einer nichtlinearen Operationsschaltung ist schwierig und wird durch lineare Approximation und Experimente ersetzt. Die Kombination von Theorie und Experiment ist der beste Weg, die reale technische Welt zu verstehen.

Die lineare Operationsschaltung ist ein spezielles Rückkopplungssystem und wird unter Anwendung üblicher mathematischer Mittel analysiert:

- mit linearen Differentialgleichungen (Analyse im Zeitbereich),
- mit der symbolischen komplexen Rechnung (Analyse des Sinusverhaltens im Frequenzbereich) und
- mit der Laplacetransformation (Operatorenrechnung).

In allen drei Fällen werden wir das gleiche Symbol zur Bezeichnung nur einer bestimmten Signalgröße verwenden.[1]) Wo sich ein Mißverständnis ergeben könnte, fügen wir die unabhängige Variable hinzu:

$u_a(t)$ kennzeichnet den Augenblickswert im Zeitbereich,
$u_a(jf)$ kennzeichnet den Zeiger im Frequenzbereich und
$u_a(s)$ kennzeichnet die Laplacetransformierte.

Für die Anwendung der Frequenz f sprechen die technische Ausdrucksweise und die Beschriftung auf Meßgeräten. Wenn nötig, werden wir jedoch auch die Winkelfrequenz verwenden

$$\omega = 2\pi f.$$

Wir setzen auch voraus, daß die Konstanten

f_c Frequenz,
ω_c Winkelfrequenz und
τ_c Zeitkonstante,

die mit dem gleichen Index (zum Beispiel c) versehen sind, auch dem gleichen Phänomen zugeordnet sind und daß sie durch folgende Beziehungen zusammenhängen:

$$\omega_c = 2\pi f_c$$

$$\tau_c = \frac{1}{2\pi f_c}$$

$$\omega_c \tau_c = 1\,.$$

Die letzte Vereinbarung betrifft Musteroperationsschaltungen mit einem typisierten

[1]) Wir tun dies wegen des Mangels an Buchstaben und wegen der Klarheit m Text. iIn dieser Beziehung weichen wir etwas von der Konvention ab.

dynamischen Verhalten, das nach der Operationsverstärkung $G(s)$ und nach der idealen Verstärkung $G_I(s)$ beurteilt wird.

Die *Widerstandsoperationsschaltung* ist eine Schaltung, deren ideale Verstärkung $G_I(s)$ eine Konstante ist.

Die *Widerstandsoperationsschaltung erster Ordnung* ist eine Schaltung mit der Verstärkung

$$G(s) = \frac{G_I}{1 + s/\omega_c}, \qquad G_I = \text{konst.}$$

Die *Widerstandsoperationsschaltung zweiter Ordnung* ist eine Schaltung mit der Verstärkung

$$G(s) = \frac{G_I}{1 + 2\zeta s/\omega_n + s^2/\omega_n^2}, \qquad G_I = \text{konst.}$$

Die Konstanten ω_c, ω_n und ζ werden in den Abschnitten 7.3.3. und 13.1.5. eingeführt, sie repräsentieren die Grenzfrequenz, die Eigenfrequenz und das Dämpfungsverhältnis.

7.1. Rückkopplungsfaktor

Das Konzept des Rückkopplungsfaktors wird es ermöglichen, allgemeine Aussagen über die Eigenschaften von Operationsschaltungen zu formulieren. Dieses Konzept berücksichtigt die Dämpfung des Rückkopplungssignals auf seinem Weg vom Ausgang des Operationsverstärkers zu seinem Eingang. Dieser, über das Rückkopplungsnetzwerk führende Pfad repräsentiert einen Teil der geschlossenen Rückkopplungsschleife, deren zweiter Teil durch den Operationsverstärker selbst vervollständigt wird.

7.1.1. Definition des Rückkopplungsfaktors

Die Rückkopplungstheorie erlaubt, Schlußfolgerungen über das Verhalten der geschlossenen Rückkopplungsschleife (der Operationsschaltung) aus den Eigenschaften der entsprechenden *offenen Schleife* zu ziehen, die dadurch gewonnen wird, daß man in Gedanken an einer passenden Stelle den geschlossenen Signalpfad unterbricht. Eine solche Eigenschaft ist die Signalübertragung in der offenen Schleife von deren Anfang zu ihrem Ende, oder kurz *Schleifenverstärkung*. Der Punkt der Unterbrechung kann willkürlich gewählt werden, am besten aber sollte er am Ausgang eines ideal gesteuerten Generators liegen, dessen Eigenschaften nicht durch die Unterbrechung der Schleife beeinflußt werden. In dem äquivalenten Modell der Operationsschaltung nach Bild 7.1 gibt es einen solchen mit einem Kreuz gekennzeichneten Punkt am Ausgangsspannungsgenerator.

Es gibt jedoch noch einen anderen Grund für diese Wahl. Die Schleifenverstärkung, das heißt, das Verhältnis der Endspannung $-Ae_d$ zur Anfangsspannung e_0 der Schleife spaltet sich naturgemäß in zwei Teile auf – in die Verstärkung $-A$ des Operationsverstärkers und in die Verstärkung β des Rückkopplungsnetzwerkes:

$$-\frac{Ae_d}{e_0} = -A\,\frac{e_d}{e_0} = -A\beta. \tag{7.1}$$

Der erste Faktor ist die Charakteristik des Operationsverstärkers allein, während der zweite Faktor hauptsächlich vom Rückkopplungsnetzwerk abhängt. Da das Rückkopp-

lungsnetzwerk gewöhnlich passiv ist, ist seine Verstärkung üblicherweise kleiner als eins, weshalb folgende Terminologie angewendet wird:

- Der ***Rückkopplungsfaktor*** β einer Operationsschaltung ist das Verhältnis der internen Eingangsspannung e_d des Operationsverstärkers zu seiner internen Ausgangsspannung e_0, wenn die Rückkopplungsschleife wie im Bild 7.1 unterbrochen ist:

$$\beta = \frac{e_d}{e_0}. \tag{7.2a}$$

- Die ***Schleifenverstärkung*** βA ist das Produkt des Rückkopplungsfaktors β und der Verstärkung A des Operationsverstärkers.[1]

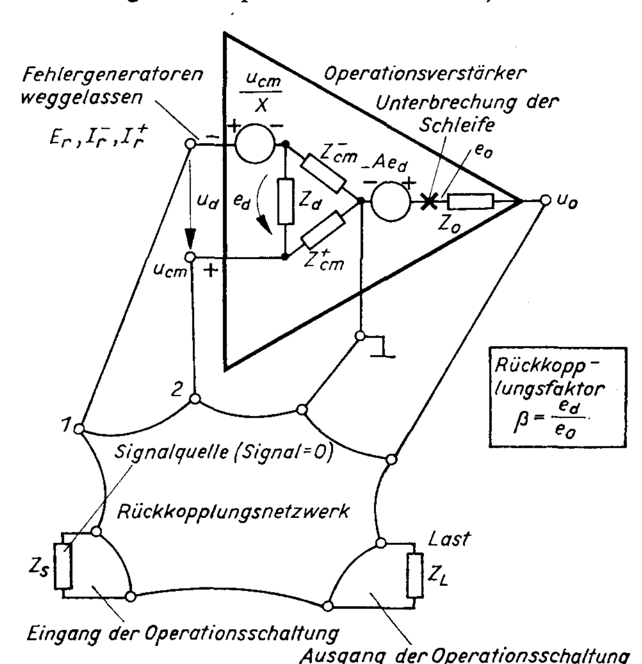


Bild 7.1
Unterbrechung der Rückkopplungsschleife und Definition des Rückkopplungsfaktors

Die Signalquelle ist durch ihre interne Impedanz Z_s ersetzt, und die äquivalenten Fehlerquellen E_r, I_r^-, I_r^+ des Operationsverstärkers wurden weggelassen. In vielen Fällen kann der gesteuerte Generator u_{cm}/X herausgelassen und die Ausgangsimpedanz Z_0 vernachlässigt werden. Der Rückkopplungsfaktor ist dann durch ein einfacheres und direkt meßbares Verhältnis $\beta = u_d/u_0$ definiert (Bild 7.2)

Die Definition des Rückkopplungsfaktors nach Gl. (7.2a) und Bild 7.1 folgt aus der Untersuchung der Operationsschaltung im Frequenzbereich und erfordert einige Erklärungen:

1. Das Konzept des Rückkopplungsfaktors setzt eine lineare Operationsschaltung voraus.
2. Die Spannungen e_d, e_0 (und die anderen Signalspannungen und -ströme) sind Zeiger oder Laplacetransformierte.
3. Der Rückkopplungsfaktor β, die Verstärkung A und die Gleichtaktunterdrückung X sind Übertragungsfunktionen. Die Größe des Rückkopplungsfaktors einer Operationsschaltung mit einem passiven (und transformatorlosen) Rückkopplungsnetzwerk ist kleiner oder gleich 1.
4. Die Elemente des Rückkopplungsnetzwerkes werden durch ihre Impedanzen charakterisiert.
5. Die Eingangsfehlerquellen E_r, I_r^-, I_r^+ werden weggelassen.

[1]) Strenggenommen ist die Verstärkung der geschlossenen Schleife gleich $-\beta A$. Das Weglassen des Minuszeichens ist eine Übereinkunft ähnlich der, die bei der Definition der Verstärkung des Operationsverstärkers getroffen wurde.

6. Die passiven Eigenschaften des Operationsverstärkers werden durch die Impedanzen Z_d, Z_{cm}^-, Z_{cm}^+, Z_0 berücksichtigt.
7. Die Eingangssignalquelle u_s bzw. i_s wird durch ihre interne Impedanz Z_s ersetzt.
8. Die Last wird durch ihre (tatsächliche oder äquivalente) Impedanz Z_L dargestellt.

Die Berechnung des Rückkopplungsfaktors aus der kompletten äquivalenten Schaltung nach Bild 7.1 ist oft schwierig, und die Ergebnisse sind ziemlich unhandlich. Man ist meist mit einer vereinfachten Rechnung zufrieden, deren Gültigkeit durch ein schmales Frequenzband, eine niedrige Impedanz des Rückkopplungsnetzwerkes oder durch eine vernachlässigbare Last begrenzt ist. Diese Vereinfachungen beziehen sich auf die idealisierten Parameter des Operationsverstärkers, und zusammengenommen machen sie den Rückkopplungsfaktor zu einem ausgesprochenen Charakteristikum des Rückkopplungsnetzwerkes:

1. Wenn die interne Impedanz des Rückkopplungsnetzwerkes an dem Knoten 1,2 niedrig im Vergleich zu den Eingangsimpedanzen des Operationsverstärkers ist, dann ist der Rückkopplungsfaktor unabhängig von Z_d, Z_{cm}^-, Z_{cm}^+.
2. Wenn die Ausgangsimpedanz Z_0 des Operationsverstärkers im Vergleich zur Ausgangslast niedrig ist, dann gilt $e_0 = u_0$ und der Rückkopplungsfaktor ist unabhängig von Z_0. Die Voraussetzung $Z_0 = 0$ vereinfacht sehr die Berechnung des Rückkopplungsfaktors in Operationsschaltungen mit Spannungsausgang.
3. Wenn der nichtinvertierende Eingang des Operationsverstärkers geerdet ($u_{cm} = 0$) oder die Gleichtaktunterdrückung groß ist ($X = \infty$), dann gilt $e_d = u_d$, und der Rückkopplungsfaktor ist unabhängig von X. In der Praxis ist es jederzeit möglich, die Gleichtaktunterdrückung X zu ignorieren, da sie als $1/X$ im Vergleich zu 1 auftritt (s. Bild 7.5).

Die letzten beiden Voraussetzungen führen zu einer alternativen einfacheren Definition des Rückkopplungsfaktors (Bild 7.2):

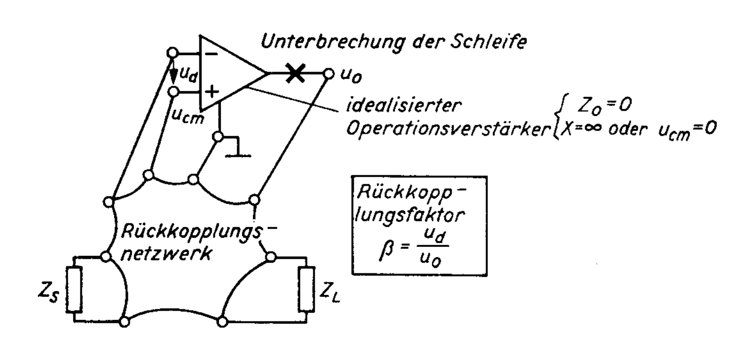


Bild 7.2
Alternative und einfachere Definition des Rückkopplungsfaktors
Sie ist für den Fall nützlich, daß die Ausgangsimpedanz des Operationsverstärkers vernachlässigbar ist ($Z_0 = 0$) und die Gleichtaktunterdrückung sehr groß ($X = \infty$) oder der nichtinvertierende Eingang geerdet ist ($u_{cm} = 0$). Diese Erdung bezieht sich gegebenenfalls nur auf die äquivalente Schaltung für die Berechnung von β (Bild 7.3.)

Der *Rückkopplungsfaktor* β einer Operationsschaltung ist das Verhältnis der Differenzeingangsspannung u_d des Operationsverstärkers zu seiner Ausgangsspannung u_0, wenn die Rückkopplungsschleife wie im Bild 7.2 unterbrochen wird:

$$\beta = \frac{u_d}{u_0} \tag{7.2b}$$

für $Z_0 = 0$ und $u_{cm} = 0$ oder $X = \infty$.

Der Rückkopplungsfaktor besitzt eine fundamentale Bedeutung für die Analyse der Operationsschaltungen. Er ist der Schlüssel zu allen in den folgenden Abschnitten beschriebenen Funktionstests. Er beeinflußt die Stabilität, dynamische Fehler sowie Eingangs- und Ausgangsimpedanzen und steht in direkter Beziehung zur Verstärkung der

Operationsschaltung: In einer Operationsschaltung mit Spannungseingang und Spannungsausgang nähert sich der inverse Rückkopplungsfaktor $1/\beta$ der idealen Verstärkung G_I. Diese Beziehung wird im Abschnitt 7.3.2. exakter formuliert.

7.1.2. Berechnungsbeispiele für den Rückkopplungsfaktor

Die Technik der Berechnung des Rückkopplungsfaktors wird anhand verschiedener Beispiele gezeigt.

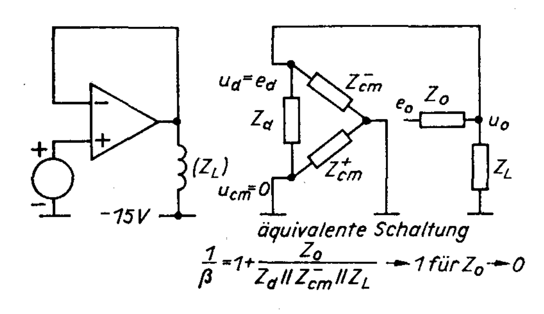


Bild 7.3
Von allen Operationsschaltungen mit passivem Rückkopplungsnetzwerk besitzt der Spannungsfolger den größten Rückkopplungsfaktor, annähernd 1

Der *Spannungsfolger* nach Bild 7.3, der an eine ideale Spannungsquelle angeschlossen ist, wird mit einer Spule belastet, die von der negativen Betriebsspannung gespeist wird. In der äquivalenten Schaltung ist der nichtinvertierende Eingang des Operationsverstärkers geerdet, und die Spule ist durch ihre (geerdete) Impedanz Z_L ersetzt. Wenn wir bedenken, daß die Impedanz Z_{cm}^+ unwirksam ist und die Impedanzen Z_d, Z_{cm}^- und Z_L parallelgeschaltet sind, so finden wir

$$\beta = \frac{Z_d \| Z_{cm}^- \| Z_L}{Z_0 + Z_d \| Z_{cm}^- \| Z_L}$$

oder (7.3)

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{Z_0}{Z_d \| Z_{cm}^- \| Z_L}.$$

Wenn die Ausgangsimpedanz des Operationsverstärkers vernachlässigbar ist, $Z_0 = 0$, gilt

$$\beta = 1.$$

Der Spannungsfolger ist durch die größte mögliche Rückkopplung mit dem Rückkopplungsfaktor nahe 1 gekennzeichnet. Wir stellen fest, daß auch die ideale Verstärkung G_I den gleichen Wert 1 hat.

Nichtinvertierende Verstärker (Bild 7.4)

Der Rückkopplungsfaktor wird durch zweifache Anwendung des inversen Teilungsverhältnisses Gl. (6.11 d) ermittelt. Weil es nützlich ist, wird dieses Verfahren etwas detaillierter erklärt.

Mit Bezug auf Bild 7.4 ist der inverse Rückkopplungsfaktor

$$\frac{1}{\beta} = \frac{e_0}{e_d} = \frac{u_0}{e_d}\frac{e_0}{u_0}.$$

Nach Gl. (6.11) sind die inversen Teilungsverhältnisse u_0/e_d und e_0/u_0 der entsprechenden Impedanzteiler:

$$\frac{u_0}{e_d} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1 \| Z_d \| Z_{cm}^-},$$

$$\frac{e_0}{u_0} = 1 + \frac{Z_0}{Z_L \| (Z_2 + Z_1 \| Z_d \| Z_{cm}^-)},$$

so daß gilt:

$$\frac{1}{\beta} = \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1 \| Z_d \| Z_{cm}^-}\right)\left(1 + \frac{Z_0}{Z_L \| (Z_2 + Z_1 \| Z_d \| Z_{cm}^-)}\right).$$

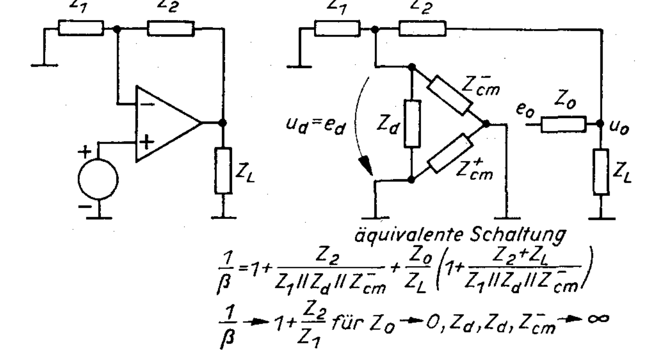


Bild 7.4
Rückkopplungsfaktor des nichtinvertierenden Verstärkers
Die wiederholte Anwendung des inversen Teilungsverhältnisses bei der Berechnung von $1/\beta$ ist im Text erklärt

Der erste Faktor formt die interne Eingangsspannung e_d in die Ausgangsspannung u_0 um, der zweite Faktor wandelt u_0 in die interne Ausgangsspannung e_0 um. Man schreitet offensichtlich rückwärts, und mit einiger Praxis schreibt man den Ausdruck für $1/\beta$ unmittelbar hin. Das Umformen obiger Gleichung ergibt

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1 \| Z_d \| Z_{cm}^-} + \frac{Z_0}{Z_L}\left(1 + \frac{Z_2 + Z_L}{Z_1 \| Z_d \| Z_{cm}^-}\right)$$

oder

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = G_I$$

für $Z_0 = 0$ und Z_d, $Z_{cm}^- = \infty$.

Wir können feststellen, daß für eine niedrige Ausgangsimpedanz Z_0 und eine hohe Eingangsimpedanz $Z_d \| Z_{cm}^-$ der Rückkopplungsfaktor durch das Rückkopplungsnetzwerk allein bestimmt wird und daß sein inverser Wert $1/\beta$ gleich der idealen Verstärkung G_I ist (s. Tafel I A im Tafelanhang).

Andere grundlegende Operationsschaltungen

In Tafel II des Tafelanhanges sind die inversen Rückkopplungsfaktoren aller grundlegenden Operationsschaltungen dargestellt. Eine sorgfältige Durchsicht ihrer Strukturen bei kurzgeschlossenen Signalspannungsquellen und leerlaufenden Stromquellen zeigt, daß sie alle vom soeben untersuchten nichtinvertierenden Verstärker abgeleitet werden kön-

nen. Das ist allerdings zwar klar für den Spannungsinverter *E*, aber weniger klar für die Operationsschaltung mit Stromausgang. Wir demonstrieren dies an dem *U-I*-Wandler *B*.

Die Operationsschaltung *B* entsteht aus der Schaltung *A* nach Einsetzen von $Z_1 \to \infty$, $Z_2 \to 0$, $Z_L \to Z$ und $Z_0 \to Z_L + Z_0$ (die Last Z_L liegt in Reihe mit der Ausgangsimpedanz Z_0). Mittels Substitution erhalten wir

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{Z_L + Z_0}{Z}\left(1 + \frac{Z}{Z_d \| Z_{cm}^-}\right) = 1 + \frac{Z_L + Z_0}{Z \| Z_d \| Z_{cm}^-},$$

wie in der Tafel angegeben.

Eine allgemeinere Anwendbarkeit der Tafel ergibt sich aus der Möglichkeit, die Netzwerkimpedanzen frei zu wählen. So stellt z.B. die Schaltung *E* nicht nur einen Inverter dar, sondern auch einen Integrierer, wenn $Z_1 = R_1$ und $Z_2 = 1/\mathrm{j}\omega C_2$ gesetzt werden.

Symmetrischer *I-U*-Wandler

In Tafel II des Tafelanhanges ist die interne Impedanz Z_s der Signalquelle nicht berücksichtigt worden. Der Grund dafür ist einfach. Die kompletten Ausdrücke für $1/\beta$ würden bei den Serienoperationsschaltungen *A*, *B* unakzeptabel kompliziert. Das hängt damit zusammen, daß wegen des nun nicht mehr geerdeten nichtinvertierenden Einganges die Parameter *X* und Z_{cm}^+ wirksam werden. Dies wird am symmetrischen *I-U*-Wandler im Bild 7.5 demonstriert. Der im Bild angegebene Ausdruck zeigt jedoch, daß auch hierbei der gelieferte Beitrag der Gleichtaktunterdrückung *X* praktisch vernachlässigbar ist.

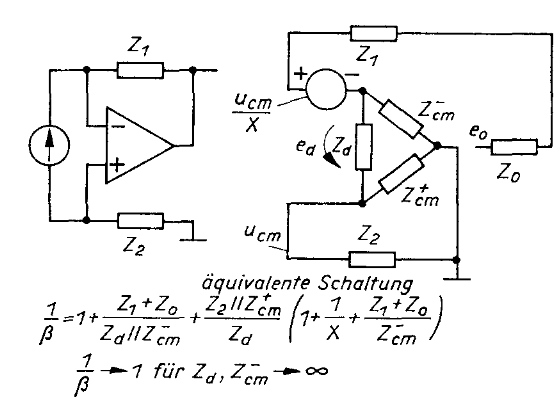


Bild 7.5
Symmetrischer I-U-Wandler
Er demonstriert die Wirkung einer externen Impedanz Z_2 zwischen dem nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers und Erde
Für $Z_2 = 0$ verschwindet der die Parameter *X* und Z_{cm}^+ enthaltende dritte Term

Zusammengesetzte Operationsschaltung mit positiver Rückkopplung

Das letzte Beispiel im Bild 7.6 kann die Howland-Strompumpe (Bild 6.25) oder die Referenzspannungsquelle (Bild 6.27) darstellen. Die Berechnung des Rückkopplungsfaktors ist ziemlich kompliziert, und eine einfache Abschätzung auf der Grundlage eines idealisierten Operationsverstärkers mit einem einzigen realen Parameter *X* wird genügen.

Die zwei Teiler bilden eine unbelastete Brücke, so daß gilt

$$e_d = e_0 \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} - e_0 \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4}\left(1 + \frac{1}{X}\right)$$

und

$$\beta = \frac{1}{1 + Z_2/Z_1} - \frac{1}{1 + Z_4/Z_3}\left(1 + \frac{1}{X}\right). \tag{7.4a}$$

Während die Dämpfung im negativen Rückkopplungspfad den Rückkopplungsfaktor in multiplikativer Weise reduziert, reduziert ihn die positive Rückkopplung in additiver Weise.

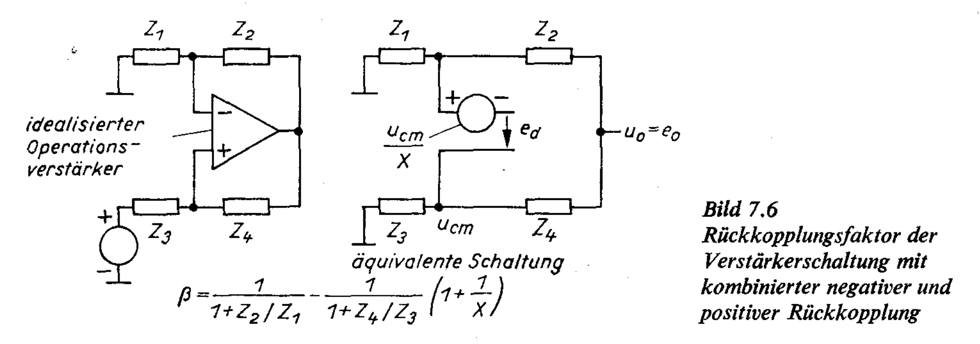


Bild 7.6
Rückkopplungsfaktor der Verstärkerschaltung mit kombinierter negativer und positiver Rückkopplung

Wenn der kritische Zustand $Z_1Z_4 = Z_2Z_3$ angenähert wird, geht der Rückkopplungsfaktor gegen Null. Die Gleichtaktunterdrückung X wird nur in der Nähe dieses kritischen, aber praktisch uninteressanten Zustandes wirksam:

$$\beta = -\frac{1}{1 + Z_4/Z_3}\,\frac{1}{X}. \tag{7.4b}$$

In einer ausreichenden Distanz davon ist der Betrag von X wieder vernachlässigbar.

7.2. Operationsgleichung

Dieser Abschnitt stellt die theoretische Grundlage dar, auf der die Analyse von Verstärkerschaltungen aufgebaut wird.

7.2.1. Kanonische Form der Operationsgleichung

Wir versuchen, eine allgemeine Form der Operationsgleichung für eine beliebige lineare Operationsschaltung zu finden. Hierzu betrachten wir eine Operationsschaltung mit Spannungseingang und Spannungsausgang (Bild 7.7). Später werden wir sehen, daß die Ergebnisse auch auf Verstärkerschaltungen mit Stromsignalen anwendbar sind.

Zunächst betrachten wir den Ausgangsspannungsgenerator des Operationsverstärkers als eine unabhängige Quelle der Spannung e_0, während wir den gesteuerten Eingangsgenerator u_{cm}/X zu den impliziten Teilen der Eingangsseite rechnen. Es wirken fünf Spannungs- und Stromgeneratoren u_s, e_0, E_r, I_r^-, I_r^+ in der Operationsschaltung, deren resultierende Wirkung auf die Ausgangsspannung u_a der Operationsschaltung durch lineare Kombination gegeben ist [45]:

$$u_a = au_s + be_0 + cI_r^- + dI_r^+ + fE_r. \tag{7.5a}$$

In dem Ausdruck repräsentiert a einen Kombinationskoeffizienten, der die Wirkung einer einzelnen Eingangsspannung u_s mit kurzgeschlossenen Spannungsgeneratoren e_0, E_r und geöffneten Stromgeneratoren I_r^-, I_r^+ kennzeichnet usw.

In einer ähnlichen Weise kombinieren sich die Wirkungen der fünf Generatoren auf die Eingangsspannung e_d:

$$e_d = \alpha u_s + \beta e_0 + \gamma I_r^- + \delta I_r^+ + \varphi E_r. \tag{7.5b}$$

Der zweite Kombinationskoeffizient β ist gleich dem Verhältnis e_d/e_0 (alle anderen Generatoren zu Null gesetzt) und stimmt also mit dem Rückkopplungsfaktor Gl. (7.2a) überein; deshalb ist er auch durch das gleiche Symbol gekennzeichnet.

Der Ausgangsspannungsgenerator ist in Wirklichkeit nicht unabhängig. Die aktive Rolle des Operationsverstärkers liegt in der Kopplung der internen Eingangsspannung e_d mit der internen Ausgangsspannung e_0:

$$e_0 = -Ae_d. \tag{7.5c}$$

Diese Beziehung entspricht formal dem Schließen der Schleife.

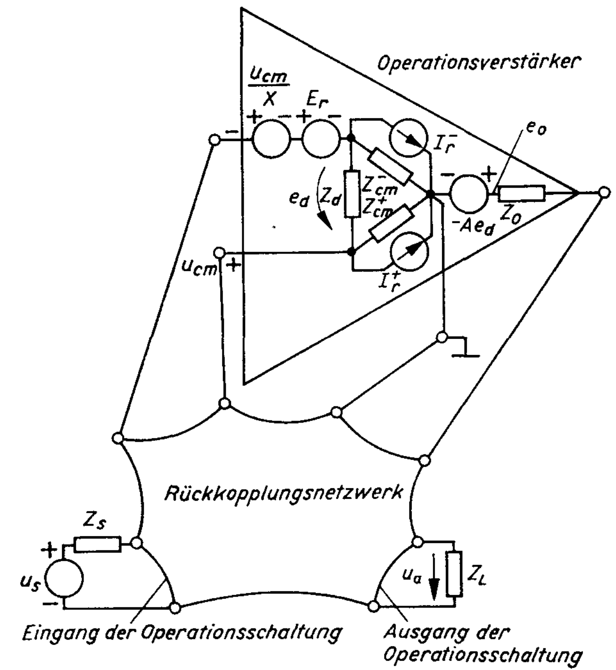


Bild 7.7
Äquivalente Operationsschaltung für die Ableitung der kanonischen Form der Verstärkungsgleichung

In allen Operationsschaltungen von praktischem Interesse haben die Gleichungen (7.5a), (7.5b), (7.5c) eine einzige nichttriviale Lösung – die Operationsgleichung der Schaltung. Wir bestimmen diese jetzt.

Die Lösung der Gleichungen (7.5b) und (7.5c) ergibt nach einiger Umformung

$$e_0 = -\frac{A}{1 + \beta A}(\alpha u_s + \gamma I_r^- + \delta I_r^+ + \varphi E_r),$$

wobei βA die Schleifenverstärkung ist. Nach Einsetzen des obigen Ausdrucks in Gl. (7.5a) erhalten wir

$$u_a = \left(a - \frac{\alpha bA}{1 + \beta A}\right) u_s + \left(c - \frac{\gamma bA}{1 + \beta A}\right) I_r^- + \left(d - \frac{\delta bA}{1 + \beta A}\right) I_r^+ + \left(f - \frac{\varphi bA}{1 + \beta A}\right) E_r. \tag{7.6}$$

Dies ist die gesuchte Operationsgleichung. Sie enthält implizit die Eigenschaften der Signalquelle (Z_S) und der Last (Z_L) sowie die multiplikativen Parameter des Operations-

verstärkers mit Ausnahme von A. Sie zeigt explizit die interne Spannung u_s der Signalquelle, die Verstärkung A des Operationsverstärkers und die Fehlergeneratoren E_r, I_r^-, I_r^+. Sie enthält eine Anzahl unbestimmter Koeffizienten, die später identifiziert werden.

Wir untersuchen nun die einzelnen Komponenten der Ausgangsspannung.

Die letzten drei Terme

$$E_{ra} = \left(c - \frac{\gamma bA}{1 + \beta A}\right) I_r^- + \left(d - \frac{\delta bA}{1 + \beta A}\right) I_r^+ + \left(f - \frac{\varphi bA}{1 + \beta A}\right) E_r \tag{7.7a}$$

stellen den *Rauschuntergrund* dar, der unabhängig von der Eingangssignalaussteuerung ist und einen additiven Fehler der Operationsschaltung darstellt. Dieser Rauschuntergrund wird in den Abschnitten 11. und 12. untersucht.

Die erste Komponente

$$au_s$$

der rechten Seite von Gl. (7.6) ergibt sich aus der passiven Signalübertragung vom Eingang zum Ausgang der Operationsschaltung durch das Rückkopplungsnetzwerk um den Verstärker herum. Diese unerwünschte Komponente ist eine Folge der bilateralen Übertragungseigenschaften des passiven Rückkopplungsnetzwerkes, und das kann, wie wir später sehen werden, dazu führen, daß sich die geschlossene Operationsschaltung wie ein Nichtminimalphasensystem verhält.

Die zweite Komponente

$$-\frac{\alpha bA}{1 + \beta A} u_s$$

ist die normale Signalkomponente, die über den Operationsverstärker zum Ausgang der Operationsschaltung gelangt.

Beide Komponenten bilden die *Signalkomponente* der Ausgangsspannung

$$\left(a - \frac{\alpha bA}{1 + \beta A}\right) u_s .$$

Diese hängt nicht nur vom Rückkopplungsnetzwerk, sondern auch vom Operationsverstärker ab und unterscheidet sich also von der Ausgangsspannung der entsprechenden idealen Operationsschaltung. Die Abweichungen bilden die Grundlage der multiplikativen Fehler einer Operationsschaltung, die in den Abschnitten 8. und 9. untersucht werden.

Der letzte Ausdruck schließt implizit auch den Signalverlust ein, der durch die Wechselwirkung der Operationsschaltung mit der Eingangssignalquelle (als Ergebnis ihrer internen Impedanz Z_s) und der Ausgangslast Z_L entsteht. Praktischere und übersichtlichere Ergebnisse bekommt man durch die Aufspaltung des Problems in drei Teilprobleme: die Bestimmung der Verstärkung einer unbelasteten Operationsschaltung, die von einer idealen Signalquelle ausgesteuert wird, und die Bestimmung ihrer Eingangs- und Ausgangsimpedanzen. Diese Impedanzen werden im Abschnitt 10. untersucht.

Im Abschnitt 7.3.1. wird ein kompakterer Ausdruck für die Ausgangssignalkomponente gefunden

$$u_s G = u_s \left(G_\infty + \frac{G_0}{\beta A}\right) \left(\frac{\beta A}{1 + \beta A}\right), \tag{7.7b}$$

in dem G_∞ und G_0 gewisse spezielle Werte der Verstärkung G kennzeichnen. Später werden wir sehen, daß die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen der Operationsschaltung und sogar der Rauschuntergrund in der gleichen Form geschrieben werden können.

Die formelle Verbindung der Gleichungen (7.7a) und (7.7b) nach Gl. (7.6) ergibt

$$u_a = u_s G + E_{ra} = u_s \left(G_\infty + \frac{G_0}{\beta A} \right) \frac{\beta A}{1 + \beta A} + E_{ra}. \tag{7.8}$$

Das ist die gesuchte kanonische Form der Operationsgleichung einer Operationsschaltung mit einem Operationsverstärker sowie Spannungseingang und -ausgang. In dieser Gleichung sind das Signal $u_s G$ vom Rauschuntergrund E_{ra} und die Schleifenverstärkung βA von den anderen multiplikativen Parametern getrennt.

7.2.2. Abschreckungsbeispiel

Um die Klarheit und Kürze der in den folgenden Abschnitten zusammengefaßten Verfahren schätzenlernen zu können, schließen wir diesen Abschnitt mit der Untersuchung einer einfachen Operationsschaltung mittels direkter Anwendung des mathematischen Modells Gl. (2.1) ab.

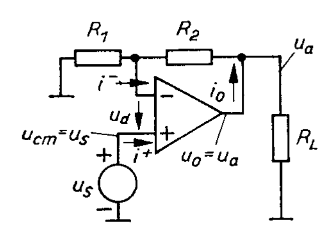


Bild 7.8
Beispiel für die direkte Berechnung einer Operationsschaltung

Der mit dem Widerstand R_L belastete nichtinvertierende Verstärker im Bild 7.8 wird von einer idealen Spannungsquelle angesteuert. Die Gleichtakteingangsspannung u_{cm} ist mit der Signalspannung u_s identisch, die Ausgangsspannung u_0 ist identisch mit der Ausgangsspannung u_a der Operationsschaltung. Eine direkte Analyse führt zu den Gleichungen

$$\frac{u_s + u_d}{R_1} + \frac{u_s + u_d - u_a}{R_2} + i^- = 0, \tag{7.9a}$$

$$\frac{u_a - u_s - u_d}{R_2} + \frac{u_a}{R_L} - i_0 = 0, \tag{7.9b}$$

die das äußere Gleichgewicht der Operationsschaltung ausdrücken, und zu den Gleichungen

$$u_d = E_r + \frac{u_s}{X} - \frac{u_a + Z_0 i_0}{A}, \tag{7.9c}$$

$$i^- = I_r^- + \frac{u_s}{Z_{cm}^-} - \frac{u_a + Z_0 i_0}{A\,(Z_d \| Z_{cm}^-)}, \tag{7.9d}$$

die Modifikationen der Gln. (2.1 a, b) sind.[1]) Die Lösung dieser vier Gleichungen führt zur gewünschten Operationsgleichung in ihrer impliziten Form

$$u_a \left\{1 + \frac{1}{A}\left[1 + \frac{R_2}{R_1 \| Z_d \| Z_{cm}^-} + \frac{Z_0}{R_L}\left(1 + \frac{R_2 + R_L}{R_1 \| Z_d \| Z_{cm}^-}\right)\right]\right\}$$

$$= u_s \left[\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(1 + \frac{1}{X}\right) + \frac{R_2}{Z_{cm}^-} + \frac{Z_0}{A}\left(\frac{1}{Z_d} + \frac{1}{X(Z_d \| Z_{cm}^-)}\right)\right]$$

$$+ E_r\left(\frac{R_2}{R_1} + 1 + \frac{Z_0}{A(Z_d \| Z_{cm}^-)}\right) + I_r^- R_2\left(1 - \frac{Z_0}{AR_2}\right). \tag{7.10a}$$

Auch wenn zielstrebig mit Abkürzungen gearbeitet wird, die aus der vorausschauenden Kenntnis der Form des Ergebnisses erwachsen, füllt die Rechnung drei handgeschriebene Seiten.

Im Ausdruck innerhalb der eckigen Klammern auf der linken Seite erkennen wir den inversen Rückkopplungsfaktor $1/\beta$ (s. Tafel II A im Tafelanhang). Auf der rechten Seite finden wir die Signalkomponente (Gl. (7.7 b)) und den Rauschuntergrund (Gl. (7.7 a)).

Die Operationsgleichung (7.10 a) unterscheidet sich formal beträchtlich von der entsprechenden idealen Operationsgleichung

$$u_a = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) u_s, \tag{7.10b}$$

aber die tatsächlichen quantitativen Unterschiede sind mit einem angemessenen Operationsverstärker in der Regel ganz akzeptabel. So demonstriert der bloße Vergleich der Gln. (7.10 a) und (7.10 b) Sinn und Bedeutung des idealen Operationsverstärkers und der idealen Operationsgleichung.

7.3. Verstärkung der Operationsschaltung

Dieser Abschnitt ist wichtig an sich, aber auch als Vorbereitung auf die Abschnitte 8. und 9. zu sehen.

7.3.1. Grundform der Verstärkung

Gegenstand der Untersuchung ist die idealisierte Operationsschaltung ohne Fehlerquellen. Die Operationsgleichung einer solchen Operationsschaltung drückt die Proportionalität zwischen der Eingangs- und der Ausgangsgröße aus, die durch einen einzigen Parameter – der Verstärkung – beschrieben wird.

Die *Verstärkung der Operationsschaltung G* ist das Verhältnis ihres Ausgangs- und Eingangssignals.

Den Betrachtungen des Abschnittes 7.2.1. folgend, werden die beiden Signale zunächst als Spannungen angenommen, später aber wird die Bedeutung von G unter Einbeziehung der Stromverstärkung, Transadmittanz und Transimpedanz erweitert.

[1]) Da der Eingangswiderstand nicht interessiert, wird die dritte Gleichung (2.1 c) nicht benötigt. Dies würde nur eine neue Variable – den Strom i^+ – einführen, der ohne Wirkung durch die Signalquelle mit dem Innenwiderstand Null fließt.

Entsprechend Gl. (7.6) ist die Verstärkung der Operationsschaltung (Bild 7.1)

$$G = a - \frac{\alpha b A}{1 + \beta A}. \tag{7.11}$$

Für $A \to \infty$ nähert sie sich dem Wert

$$G_\infty = a - \frac{\alpha b}{\beta}, \tag{7.12a}$$

der die Bedeutung einer idealisierten Verstärkung hat. Diese *idealisierte Verstärkung* G_∞ hängt von den Gleichtaktparametern X, Z_{cm}^- und Z_{cm}^+ des realen Operationsverstärkers ab.[1])

Bei der Paralleloperationsschaltung ($u_{\mathrm{cm}} = 0$) hängt G_∞ überhaupt nicht vom Operationsverstärker ab und ist mit der idealen Verstärkung G_{I} identisch.

Wie zu sehen ist, ist die idealisierte Verstärkung G_∞ vorwiegend oder ausschließlich eine Charakteristik des Rückkopplungsnetzwerkes, gegebenenfalls auch der Signalquelle und der Last. Mathematisch wird diese als Verstärkung der Operationsschaltung bei $A = \infty$ oder $e_{\mathrm{d}} = 0$ berechnet,

$$G_\infty = G\,(A = \infty), \tag{7.12b}$$

wie in den Beispielen im Abschnitt 7.3.4. zu sehen sein wird.

Im anderen Extremfall $A \to 0$ nähert sich die Verstärkung G dem Wert

$$G_0 = a, \tag{7.13a}$$

was gleichbedeutend mit der Vorwärtsübertragung der Operationsschaltung ist. Die *Vorwärtsverstärkung* G_0 hängt im allgemeinen außer der Verstärkung A von allen multiplikativen Parametern des Operationsverstärkers und vom Rückkopplungsnetzwerk ab. Mathematisch wird diese als Verstärkung der Operationsschaltung bei $A = 0$ oder $e_0 = 0$ berechnet:

$$G_0 = G\,(A = 0). \tag{7.13b}$$

Die Verstärkung G einer realen Operationsschaltung nähert sich dem Wert G_∞ um so mehr, je größer die Schleifenverstärkung βA ist. Mit den Verstärkungen G_∞ und G_0 nimmt Gl. (7.11) eine einfachere Form an:

$$G = \left(G_\infty + \frac{G_0}{\beta A}\right)\frac{\beta A}{1 + \beta A}. \tag{7.14}$$

Dies ist die allgemeine Formel für die Verstärkung jeder linearen Operationsschaltung mit einem Operationsverstärker. Die Ausdrücke für die Verstärkungen entsprechend den verbleibenden drei Kombinationen der Eingangs- und Ausgangsgrößen u_{s}, i_{s}, u_{a} und i_{a} haben die gleiche Form, nur die Konstanten G, G_∞ und G_0 haben unterschiedliche Bedeutungen.

Wir stellen fest:

1. Die Signalverstärkung G wird in die idealisierte Verstärkung G_∞ konzentriert, die annähernd gleich oder gleich der idealen Verstärkung G_{I} ist.

[1]) Die Annahme $A \to \infty$ schließt $e_{\mathrm{d}} \to 0$ ein, ohne Rücksicht auf e_0. Die Differenzeingangsimpedanz Z_{d} und die Ausgangsimpedanz Z_0 sind daher wirkungslos.

2. Die idealisierte Verstärkung G_∞ ist mit dem Faktor $\beta A/(1 + \beta A)$ behaftet, der die Realität der Operationsschaltung berücksichtigt.
3. Die Vorwärtsübertragung des Signals, dargestellt durch die Vorwärtsverstärkung G_0, wird infolge der Rückkopplungswirkung mit dem Faktor $1 + \beta A$ unterdrückt.[1])

Im Abschnitt 7.3.4. werden wir sehen, daß die Vorwärtsübertragung des Signals in allen, außer sehr schnellen, Paralleloperationsschaltungen unbedeutend ist. Bis auf diese Ausnahme ist die Verstärkung einer beliebigen linearen Operationsschaltung mit einem Operationsverstärker mit genügender Genauigkeit einfach durch

$$G = G_\infty \frac{\beta A}{1 + \beta A} \tag{7.14a}$$

gegeben, oder sogar durch

$$G = G_\mathrm{I} \frac{\beta A}{1 + \beta A}, \tag{7.14b}$$

für $G_\infty = G_\mathrm{I}$.

7.3.2. Verstärkung der Operationsschaltung und Rückkopplungsfaktor

Im Falle der Operationsschaltung mit Spannungseingang und Spannungsausgang steht die Verstärkung in direkter Beziehung zum inversen Rückkopplungsfaktor. Wir haben bereits auf diese Beziehung hingewiesen und wollen sie nun exakt formulieren.

Wir setzen voraus

1. eine Operationsschaltung mit Spannungseingang und Spannungsausgang, deren Ausgang mit dem Ausgang des Operationsverstärkers identisch ist;
2. eine vernachlässigbare Vorwärtsübertragung ($Z_0 = 0$);
3. hohe Eingangsimpedanzen des Operationsverstärkers (Z_d, Z_{cm}^-, $Z_{cm}^+ = \infty$) und eine hohe Gleichtaktunterdrückung ($X = \infty$).

Aus den Voraussetzungen 1 und 2 folgt $u_a = e_0$ und damit $a = 0$ und $b = 1$ entsprechend Gl. (7.5a). Einsetzen in Gl. (7.12a) ergibt

$$G = -\frac{\alpha}{\beta}. \tag{7.15}$$

Die Größe des Koeffizienten α hängt von der untersuchten Operationsschaltung ab, jedoch unterscheidet sie sich gewöhnlich nicht viel von $+1$ oder -1. Im Falle des nichtinvertierenden Verstärkers ist unter der 3. Voraussetzung $\alpha = -1$, so daß ist

$$G_\infty = \frac{1}{\beta}. \tag{7.15a}$$

Im Falle des Spannungsinverters ist $\alpha = Z_2/(Z_1 + Z_2) \approx 1$ für $|Z_1| \leqq |Z_2|$, demnach

$$G_\infty \approx -\frac{1}{\beta}. \tag{7.15b}$$

[1]) Der interne Mechanismus dieser Unterdrückung ist interessant. Die Vorwärtsübertragung des Signals durch das Rückkopplungsnetzwerk ist eine Störung, die eine Ausgangsfehlspannung $G_0 u_s$ verursacht. Mit Hilfe desselben Rückkopplungsnetzwerkes wird diese Fehlspannung zum Eingang des Operationsverstärkers übertragen. Die induzierte interne Ausgangsspannung des Operationsverstärkers kompensiert die Fehlspannung bis auf den Bruchteil $G_0 u_s/(1 + \beta A)$.

Im allgemeinen und unter Berücksichtigung der Äquivalenz $G_\infty \approx G_\text{I}$ ist die Näherungsgleichung

$$\beta \approx \frac{1}{|G_\text{I}|} \tag{7.16}$$

für eine Abschätzung der Größe des Rückkopplungsfaktors aller Operationsschaltungen vom erwähnten Spannungstyp[1]) ausreichend genau, auch wenn sie die Voraussetzungen 2. und 3. nicht voll erfüllen.

7.3.3. Frequenzgang der Verstärkung der Operationsschaltung

Die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung der Operationsschaltung

$$G(\text{j}f) = \left(G_\infty + \frac{G_0}{\beta A}\right) \frac{\beta A}{1 + \beta A}$$

wird durch die Frequenzabhängigkeit aller vier Übertragungsfunktionen β, A, G_∞ und G_0 verursacht.

Der erste Faktor

$$G_\infty + \frac{G_0}{\beta A} \tag{7.17a}$$

enthält eine erwünschte Komponente, die von der gewünschten Funktion der Operationsschaltung herrührt und durch die in der Verstärkung G_∞ enthaltenen funktionellen Impedanzen des Rückkopplungsnetzwerkes bestimmt wird. Der Faktor enthält weiter eine unerwünschte Komponente, die durch parasitäre Impedanzen des Rückkopplungsnetzwerkes und die in der Verstärkung G_∞ enthaltenen Hilfsterme X und Z_cm sowie durch die Vorwärtsverstärkung G_0 selbst bestimmt wird.

Der zweite Faktor, der *Fehlerterm*

$$\frac{\beta A}{1 + \beta A}, \tag{7.17b}$$

dessen ideale Größe gleich eins ist, wird vollständig durch die Schleifenverstärkung βA bestimmt. Die Größe dieser Verstärkung variiert in Abhängigkeit von der Frequenz f über einen breiten Bereich von weit über eins bis weit unter eins und beeinflußt das dynamische Verhalten der Operationsschaltung in entscheidendem Maße.

Bild 7.9 zeigt die graphische Ermittlung des *Frequenzganges der Schleifenverstärkung* $|\beta A(\text{j}f)|$ aus dem bekannten Frequenzgang $|A(\text{j}f)|$ des verwendeten Operationsverstärkers und dem inversen Rückkopplungsfaktor $|1/\beta(\text{j}f)|$ der betrachteten Operationsschaltung.

Die Frequenzabhängigkeit des Fehlerterms $\beta A/(1 + \beta A)$ wird durch zwei Bereiche charakterisiert.

Im Bereich $|\beta A| \gg 1$ ist die Größe des Fehlerfaktors fast eins, also nahezu ideal, und die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung der Operationsschaltung $G(\text{j}f)$ ist mit der Frequenzabhängigkeit der idealisierten Verstärkung $G_\infty(\text{j}f)$ identisch (in diesem Bereich ist $G_0/\beta A$ immer vernachlässigbar).

[1]) Der Rückkopplungsfaktor β ist als Verhältnis von *Spannungen* definiert, ohne Rücksicht auf den Typ der Operationsschaltung (ohne Rücksicht auf die Art der Eingangs- und Ausgangssignale). Daher kann $1/\beta$ nur in Operationsschaltungen vom *Spannungstyp* mit $|G_\infty| \approx |G_\text{I}|$ identisch sein.

Im Bereich $|\beta A| \ll 1$ ist der Fehlerterm nahe βA. Die Verstärkung der Operationsschaltung $G = \beta A G_\infty + G_0$ verliert ihren determinierten Charakter und wird eher durch die unkontrollierte Verstärkung A des Operationsverstärkers oder sogar durch die passive Vorwärtskopplung G_0 bestimmt.

Die Grenze zwischen den beiden Bereichen ist durch die *Grenzfrequenz* der Operationsschaltung gegeben, die durch

$$|\beta A\,(\mathrm{j}f_c)| = 1 \tag{7.18}$$

definiert ist. Im Abschnit 7.4.1. werden wir sehen, daß die Grenzfrequenz f_c nahezu gleich oder gar identisch mit der *3-dB-Frequenz* f_{-3} ist, bei der der Fehlerterm um 3 dB oder um etwa 30% unter eins abfällt.

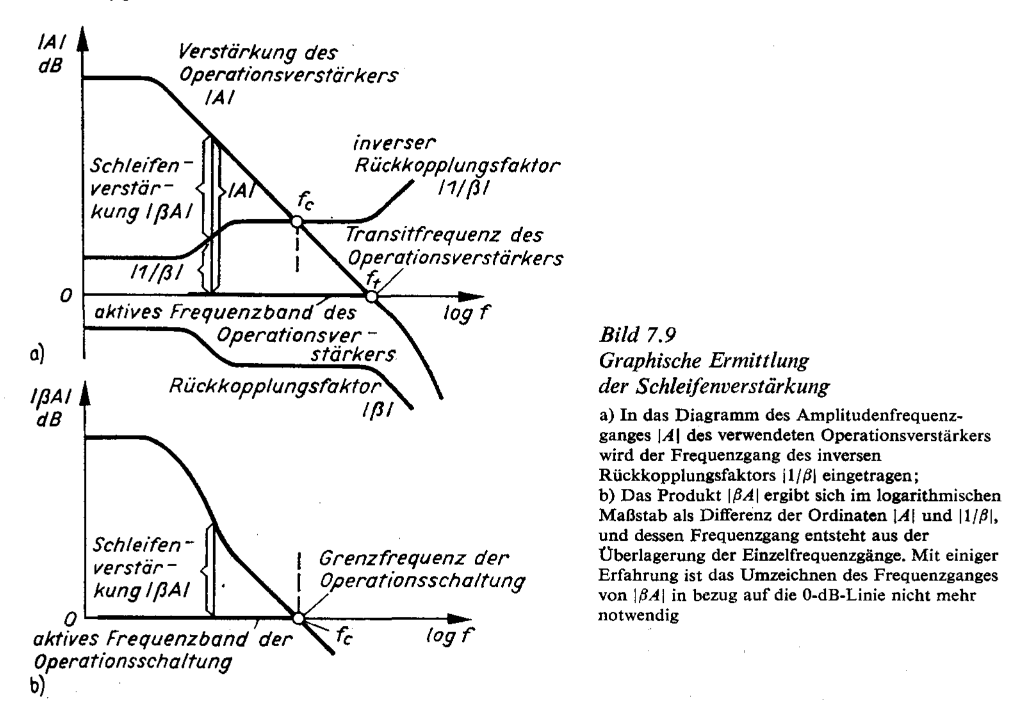


Bild 7.9
Graphische Ermittlung der Schleifenverstärkung

a) In das Diagramm des Amplitudenfrequenzganges $|A|$ des verwendeten Operationsverstärkers wird der Frequenzgang des inversen Rückkopplungsfaktors $|1/\beta|$ eingetragen;
b) Das Produkt $|\beta A|$ ergibt sich im logarithmischen Maßstab als Differenz der Ordinaten $|A|$ und $|1/\beta|$, und dessen Frequenzgang entsteht aus der Überlagerung der Einzelfrequenzgänge. Mit einiger Erfahrung ist das Umzeichnen des Frequenzganges von $|\beta A|$ in bezug auf die 0-dB-Linie nicht mehr notwendig

Der Frequenzbereich mit $|\beta A| \gg 1$ bildet den *aktiven Frequenzbereich* der Operationsschaltung. Im Bild 7.9 wird die Grenzfrequenz f_c vom Schnittpunkt der Kurven $|A|$ und $|1/\beta|$ bestimmt, und der aktive Frequenzbereich ist durch eine stark ausgezogene Linie gekennzeichnet. Es ist zu bemerken, daß der aktive Frequenzbereich gewöhnlich die Frequenz Null einschließt; der Integrierer bildet allerdings eine Ausnahme dieser Regel.

7.3.4. Beispiele für die Berechnung der Verstärkung der Operationsschaltung

Die Art und Weise der Berechnung der Verstärkung der Operationsschaltung soll an einigen Beispielen gezeigt werden. Der Leser kann aber auch direkt zur Tafel III im Tafelanhang übergehen, in der die Endergebnisse zusammengefaßt sind.

Das Verfahren der Berechnung der Verstärkung der Operationsschaltung schließt die Ermittlung der drei Konstanten β, G_∞ und G_0 ein. Mit einigem Geschick können die ersten zwei Konstanten direkt aufgeschrieben werden, wohingegen die letztere in der Regel als unwesentlich vernachlässigbar ist.

Der Rückkopplungsfaktor β wurde bereits im Abschnitt 7.1.2. berechnet und kann der Tafel II im Tafelanhang entnommen werden. Die Verstärkung G_∞ ist ziemlich leicht zu ermitteln, da die Annahme $A = \infty$ die Berechnung bedeutend vereinfacht.

Die Berechnung der Vorwärtsverstärkung G_0 ist schwieriger. Wir tun das sowieso nur, um zu zeigen, daß die Vorwärtsübertragung $G_0/\beta A$ im Vergleich zur normalen Übertragung G_∞ vernachlässigbar ist.

Der bereits im Abschnitt 7.2.2. auf einem ziemlich umständlichen Weg untersuchte *nichtinvertierende Verstärker* ist im Bild 7.10 in einer ausführlichen Form dargestellt.

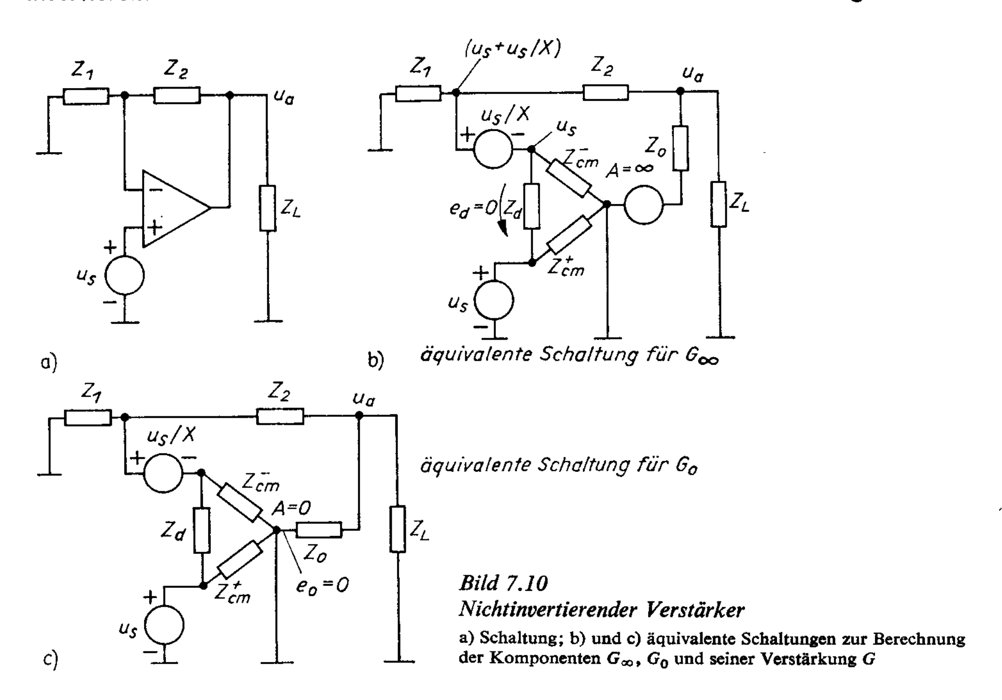


Bild 7.10
Nichtinvertierender Verstärker
a) Schaltung; b) und c) äquivalente Schaltungen zur Berechnung der Komponenten G_∞, G_0 und seiner Verstärkung G

Die idealisierte Verstärkung G_∞ wird mit Hilfe der äquivalenten Schaltung (*b*) wie folgt ermittelt. Die unendlich große Verstärkung $A = \infty$ bewirkt $e_d = 0$. Die Differenzeingangsimpedanz Z_d ist unwirksam, und die Eingangsspannung u_s wird zur Gleichtakteingangsimpedanz Z_{cm}^- übertragen. Die Ausgangsspannung u_a ist die Summe der Spannung $u_s\,(1 + 1/X)$ am invertierenden Eingang und des Spannungsabfalls über der Impedanz Z_2:

$$u_a = u_s\left(1 + \frac{1}{X}\right) + Z_2\left[\frac{u_s}{Z_{cm}^-} + \frac{u_s}{Z_1}\left(1 + \frac{1}{X}\right)\right].$$

Daraus wird

$$G_\infty = \left(\frac{Z_2}{Z_1} + 1\right)\left(1 + \frac{1}{X}\right) + \frac{Z_2}{Z_{cm}^-}.$$

Die Berechnung der Vorwärtsverstärkung G_0 mittels direkter Analyse der äquivalenten Schaltung (*c*) ist ermüdend, aber das Endresultat ist einfach:

$$G_0 = \beta Z_0\left(\frac{1}{Z_d} + \frac{1}{X\,(Z_d \| Z_{cm}^-)}\right).$$

Es ist dem Leser überlassen, zu entscheiden, welchen Weg er vorzieht. Unserer Meinung nach verlangt jedoch ein einfaches Resultat nach einer einfachen Herleitung. Eine kurze Methode nutzt die Reziprozität der äquivalenten Schaltung. Da der gesteuerte Generator u_s/X die Betrachtungen etwas kompliziert gestaltet, werden wir dieses abgekürzte Verfahren beim nächsten Beispiel erklären.

Entsprechend Gl. (7.14) ergibt sich die Gesamtverstärkung des nichtinvertierenden Verstärkers zu

$$G = \left[\left(\frac{Z_2}{Z_1} + 1\right)\left(1 + \frac{1}{X}\right) + \frac{Z_2}{Z_{\text{cm}}^-} + \frac{Z_0}{A}\left(\frac{1}{Z_\text{d}} + \frac{1}{X(Z_\text{d} \| Z_{\text{cm}}^-)}\right)\right]\frac{\beta A}{1 + \beta A}$$

oder

$$G \doteq \left(\frac{Z_2}{Z_1} + 1\right)\left(1 + \frac{1}{X}\right)\frac{\beta A}{1 + \beta A}$$

für $Z_0 = 0$ und $Z_{\text{cm}}^- = \infty$. Der erste Ausdruck ist mit der Signalverstärkung entsprechend der früheren Gl. (7.10a) identisch.[1] Die Diskussion erfolgt später zusammen mit anderen Operationsschaltungen, die in der Tafel III im Tafelanhang zusammengefaßt sind.

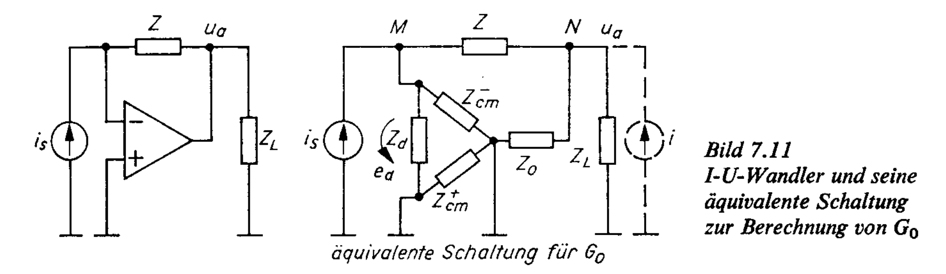


Bild 7.11
I-U-Wandler und seine äquivalente Schaltung zur Berechnung von G_0

Der *I-U-Wandler* ist im Bild 7.11 dargestellt. Die Verstärkung G_∞ stimmt mit der idealen Verstärkung $G_\text{I} = -Z$ überein:

$$G_\infty = -Z,$$

da $u_\text{a} = -Zi_\text{s}$ für $e_\text{d} = 0$.

Um die Verstärkung G_0 zu bestimmen, stellen wir uns die äquivalente Schaltung als einen Vierpol vor, der einen linken Anschluß M, einen rechten Anschluß N und eine gemeinsame Erde für beide Seiten hat. Da es sich um einen passiven Vierpol handelt, ist das Reziprozitätsprinzip anwendbar, z.B. in dieser Form [55] (Bild 7.12a): Die Leerlaufimpedanzen von links und von rechts gesehen sind identisch.

Die Transimpedanz von links gesehen ist $u_\text{a}/i_\text{s} = G_0$, von rechts gesehen ist sie gleich dem Verhältnis der Spannung e_d (bei $i_\text{s} = 0$) zum Strom i der gedachten Teststromquelle, die zwischen N und Erde angeschlossen ist. Die Wirkung der Parallelschaltung der Stromquelle i und der Impedanz Z_0 ist der Wirkung der Reihenschaltung der geerdeten Spannungsquelle $u = Z_0 i$ und der gleichen Impedanz Z_0 äquivalent. Nach Einfügen einer solchen Spannungsquelle wird die Operationsschaltung in einen Zustand gebracht, in dem der Rückkopplungsfaktor definiert werden kann:

$$\beta = \frac{e_\text{d}}{u} = \frac{e_\text{d}}{Z_0 i}.$$

Die gesuchte Transimpedanz von rechts ist also $e_\text{d}/i = \beta Z_0$.

[1]) Gl. (7.10a) ist mit dem Faktor $\{1 + 1/\beta A\} = (1 + \beta A)/\beta A$ multipliziert.

In Übereinstimmung mit dem Reziprozitätsprinzip wird schließlich

$$G_0 = \beta Z_0$$

(siehe Tafel III C im Tafelanhang).

Zum Vergleich empfehlen wir, diesen Ausdruck mit einer direkten Berechnung zu ermitteln.

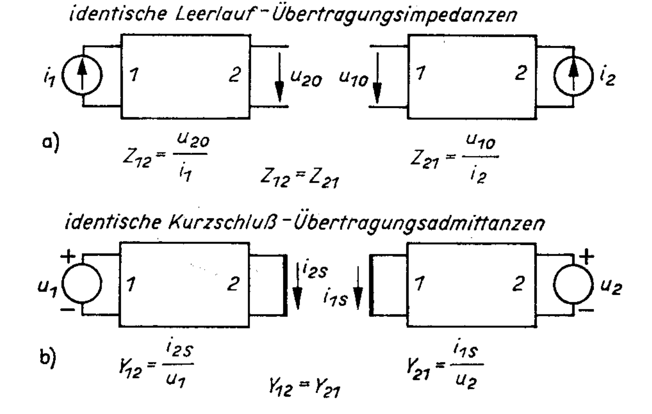


Bild 7.12
Reziprozität eines passiven Vierpols
a) Er wird ausgedrückt durch die Gleichheit der Kurzschlußtransadmittanzen der Schaltung von links und von rechts gesehen oder
b) durch die Gleichheit der Kurzschlußadmittanzen der Schaltung von links nach rechts gesehen

Stromverstärkung (Bild 7.13)

Die Verstärkung G_∞ stimmt wieder mit der idealen Verstärkung G_I überein (Tafel III D im Tafelanhang).

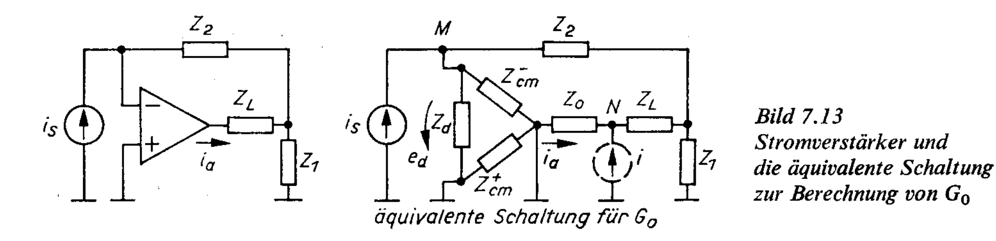


Bild 7.13
Stromverstärker und die äquivalente Schaltung zur Berechnung von G_0

Um die Verstärkung G_0 zu bestimmen, stellen wir uns wie im vorangegangenen Beispiel die externen Anschlüsse M und N vor. Die Transimpedanz von links ist $-Z_0 i_a/i_s = -Z_0 G_0$, die Transimpedanz von rechts wird zu βZ_0 gefunden, wenn wir der gleichen Betrachtung wie zuvor folgen. In Übereinstimmung mit dem Reziprozitätsprinzip wird

$$G_0 = -\beta.$$

***U-I*-Wandler** (Bild 7.14)

Die Betrachtung, die zur Bestimmung der Verstärkung G_0 führt, ist auch auf den nichtinvertierenden Verstärker im Bild 7.10 anwendbar. Der Strom i_a ergibt sich aus der Überlagerung der Wirkungen der Spannung u_s selbst und der Spannung der Quelle u_s/X. Jede dieser Wirkungen wird wieder unter Benutzung des Reziprozitätsprinzips bestimmt, diesmal jedoch anders ausgedrückt: Die Kurzschlußtransadmittanzen von links und von rechts gesehen sind identisch (Bild 7.12b).

Wird nur die Spannung u_s berücksichtigt, so sind die entsprechenden Transadmittanzen von links G_{01} und von rechts (e_d/Z_d): $u = \beta/Z_d$. Nach dem Reziprozitätsprinzip gilt

$$G_{01} = \frac{\beta}{Z_d}.$$

Wird nur die Quelle u_s/X zwischen den Punkten M_1 und M_2 berücksichtigt, so sind die entsprechenden Transadmittanzen G_{02} von links und $(e_d/Z_d \| Z_{cm}^-)$: $u = \beta/Z_d \| Z_{cm}^-$ von rechts. Daher gilt

$$G_{02} = \frac{\beta}{Z_d \| Z_{cm}^-}.$$

Der gesamte Ausgangsstrom i_a ergibt sich aus der Überlagerung

$$i_a = -G_{01} u_s - G_{02} \frac{u_s}{X},$$

so daß gilt

$$G_0 = \frac{i_a}{u_s} = -\beta \left(\frac{1}{Z_d} + \frac{1}{X(Z_d \| Z_{cm}^-)} \right).$$

Tafel III im Tafelanhang faßt die Verstärkungskomponenten von sechs grundlegenden Operationsschaltungen zusammen. Der Rückkopplungsfaktor β kann aus Tafel II des Tafelanhanges entnommen werden.

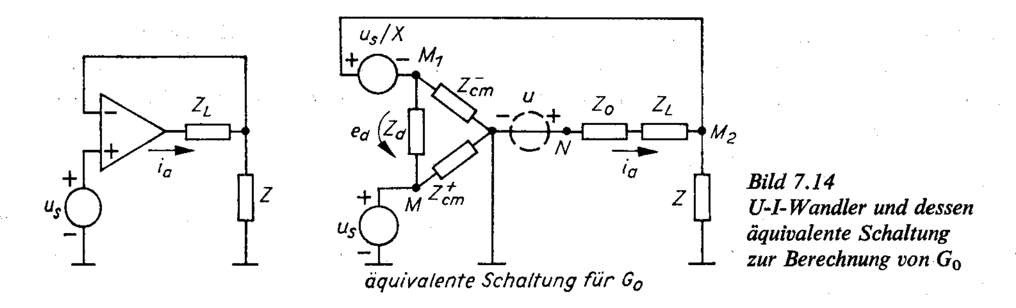


Bild 7.14
U-I-Wandler und dessen äquivalente Schaltung zur Berechnung von G_0

Die folgenden Anmerkungen zur Tafel III im Tafelanhang unterstreichen allgemeine Erkenntnisse, die in den vorangegangenen Abschnitten 7.3.1. und 7.3.2. formuliert wurden:

1. In allen vier invertierenden Paralleloperationsschaltungen C, D, E und F ist die idealisierte Verstärkung G_∞ mit der idealen Verstärkung G_I identisch. Bei den Serienoperationsschaltungen A und B nähert sich die Verstärkung G_∞ der Verstärkung G_I und unterscheidet sich nur durch die Gleichtaktparameter X und Z_{cm}^- von dieser; ist der Innenwiderstand der Signalquelle nicht Null, so spielt auch der Parameter Z_{cm}^+ eine Rolle.
2. Die störende Wirkung des Gleichtakteingangswiderstandes R_{cm}^- auf die idealisierte Verstärkung G_∞ ist in der Regel vernachlässigbar. Aufmerksamkeit verdient lediglich die Kapazität C_{cm}^- bei hohen Frequenzen.
3. Die Gleichtaktunterdrückung X ist der wichtigste Störfaktor in den beiden nichtinvertierenden Serienoperationsschaltungen A und B. In vielen Fällen wäre es zwar möglich,

den Faktor $(1 + 1/X)$ durch Abgleich der Rückkopplungsimpedanzen Z_1, Z_2 oder Z zu kompensieren, jedoch erwachsen aus der Nichtlinearität des gesteuerten Generators $e_{cm}(u_{cm})$ Schwierigkeiten, d.h. aus der Veränderung von X mit dem Signal. Die resultierende Nichtlinearität der Verstärkung G_∞ ist unabhängig von der Schleifenverstärkung βA (unabhängig von der Verstärkung G_I) und kann nur mit der Wahl eines besseren und teuereren Operationsverstärkers beseitigt werden. Gerade deshalb werden die beiden abgeleiteten Paralleloperationsschaltungen E und F dort angewendet, wo deren relativ niedriger Eingangswiderstand nichts schadet.

4. Die Vorwärtsübertragung bei den Operationsschaltungen A, C und E wird vom Spannungsabfall über der Ausgangsimpedanz des Operationsverstärkers verursacht. Für $Z_0 = 0$ verschwindet diese.
5. Die Vorwärtsübertragung der beiden Serienoperationsschaltungen A und B ist in allen praktischen Fällen und im gesamten Frequenzbereich vernachlässigbar.
6. Die Vorwärtsübertragung der Operationsschaltungen mit Stromausgang B, D und F verschwindet bei $Z_0 = 0$ nicht und ist auch nicht von der Last Z_L abhängig. Jedoch ist diese praktisch nicht nur bei der Serienoperationsschaltung B, sondern auch bei den beiden Paralleloperationsschaltungen D und F vernachlässigbar.
7. Die einzige Paralleloperationsschaltung von praktischem Interesse, in der die Vorwärtsübertragung eine störende Wirkung haben kann, ist ein schneller Integrierer (Abschn. 7.4.5.).

7.4. Dynamisches Verhalten ausgewählter Operationsschaltungen

Die Möglichkeiten zur Abschätzung dynamischer Fehler in den Abschnitten 8. und 9. sind ziemlich fein abgestuft; bei genauer Betrachtung verliert man aber leicht die Zusammenhänge. Dieser Abschnitt versucht dies auszugleichen. In ihm wird das dynamische Verhalten von vier ausgewählten Operationsschaltungen in der Art untersucht, die der Beobachtung des Operationsverstärkerausgangs mit dem Oszilloskop ähnelt.

Die Berechnungen werden im Bereich der Laplacetransformierten (Bildbereich) vorgenommen, von wo aus ein leichter Übergang in den Zeit- oder Frequenzbereich möglich ist. Ohne die Gültigkeit der Ergebnisse wesentlich zu begrenzen, wird der idealisierte Operationsverstärker mit einem einzigen realen Parameter – der Verstärkung A in der Form

$$A = \frac{A_0}{1 + sA_0/\omega_t} \quad \text{oder} \quad \frac{1}{A} = \frac{1}{A_0} + \frac{s}{\omega_t}, \tag{7.19}$$

betrachtet, s. Gl. (2.7a). Erst zum Schluß wird der ohmsche Ausgangswiderstand R_0 einbezogen.

7.4.1. Nichtinvertierender Verstärker

Zur Abkürzung wird das Verhältnis der zwei Rückkopplungswiderstände mit

$$K = \frac{R_2}{R_1} \tag{7.20}$$

bezeichnet.

Mit Bezug auf die Tafeln II A und III A des Tafelanhanges ist die Verstärkung G nach Gl. (7.14b) durch den einfachen Ausdruck

$$G = G_\mathrm{I} \frac{\beta A}{1 + \beta A}$$

gegeben. Die ideale Verstärkung G_I und der Rückkopplungsfaktor sind Konstanten,

$$G_\mathrm{I} = \frac{1}{\beta} = K + 1\,. \tag{7.21}$$

Mit Gl. (7.19) und mit Berücksichtigung der Frequenzunabhängigkeit des Faktors β findet man leicht

$$G(s) = G_\mathrm{I} \frac{\beta A_0}{1 + \beta A_0} \frac{1}{1 + \dfrac{s}{\beta \omega_\mathrm{t}} \dfrac{\beta A_0}{1 + \beta A_0}}\,.$$

Die Gleichspannungsverstärkung

$$G(0) = G_\mathrm{I} \frac{\beta A_0}{1 + \beta A_0}$$

nähert sich um so dichter an den idealen Wert G_I an, je größer die Gleichspannungsschleifenverstärkung $\beta A_0 = A_0/G_\mathrm{I}$ ist. Für den Zweck dieser groben Analyse setzen wir $A_0 = \infty$. Dann nimmt die Verstärkung G die einfache Form

$$G = \frac{G_\mathrm{I}}{1 + s/\beta\omega_\mathrm{t}} = \frac{G_\mathrm{I}}{1 + s/\omega_\mathrm{c}} \tag{7.22}$$

an, in der wir die Verstärkung der Widerstandsverstärkerschaltung erster Ordnung wiedererkennen.

Zunächst wollen wir die Aufmerksamkeit auf den Frequenzbereich lenken (Bild 7.15). Es ist leicht erkennbar, daß die Frequenz

$$f_\mathrm{c} = \beta f_\mathrm{t} = \frac{f_\mathrm{t}}{G_\mathrm{I}} = \frac{f_\mathrm{t}}{K + 1} \tag{7.23}$$

die Bedeutung der vorher eingeführten Grenzfrequenz hat. Das Einbeziehen des Operationsverstärkers in eine negative Rückkopplungsschleife ergibt ein Ansteigen der ursprünglich niedrigen dominanten Frequenz f_0 des Operationsverstärkers auf die viel höhere Grenzfrequenz f_c der Operationsschaltung auf Kosten einer Verminderung der Gleichspannungsverstärkung vom Niveau A_0 zum Niveau G_I.

Der Kompromiß zwischen Verstärkung und Bandbreite ist einer der universellen Kompromisse. Wir haben zwei davon schon in den Abschnitten 3. und 4. kennengelernt – den Kompromiß zwischen Genauigkeit und Geschwindigkeit und jenen zwischen Strom- und Spannungsoffset sowie Strom- und Spannungsrauschen eines Operationsverstärkers. Im vorstehenden Fall offenbart sich dieser Kompromiß durch die umgekehrte Proportionalität von Verstärkung G_I und Grenzfrequenz f_c oder mit anderen Worten durch das kon-

stante Produkt von Verstärkung G und Grenzfrequenz f_c, zahlenmäßig gleichbedeutend mit der Transitfrequenz f_t des Operationsverstärkers:

$$G_I f_c = f_t .$$

Von dieser Beziehung kann man sich nur durch Anheben der Frequenz f_t lösen, das heißt durch Wahl eines schnelleren Operationsverstärkers oder durch Verändern seiner Frequenzkompensation.

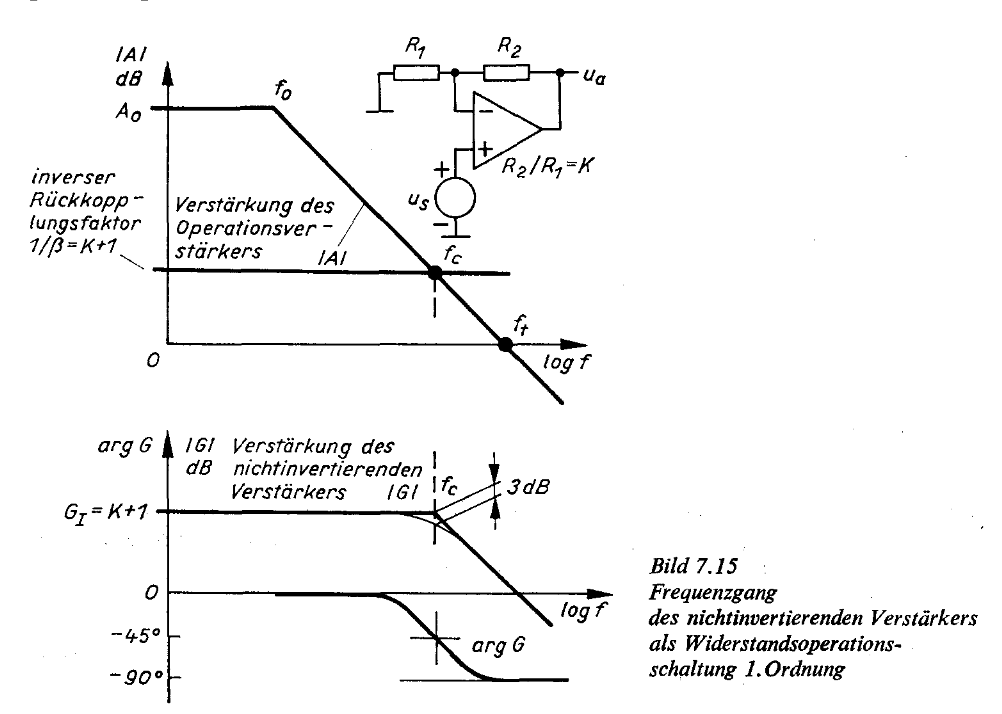


Bild 7.15
Frequenzgang des nichtinvertierenden Verstärkers als Widerstandsoperationsschaltung 1. Ordnung

Wenn wir uns die beiden Kurven im Bild 7.15 übereinandergelegt denken, so finden wir, daß die Verstärkung $|G|$ der Operationsschaltung dem Verlauf der geraden Linie $1/\beta$ bis zur Grenzfrequenz f_c folgt (in asymptotischer Näherung). Hier entfernt sie sich von dieser und fällt dann wie die Verstärkung $|A|$ des Operationsverstärkers ab. Dies macht es möglich, die Verstärkung der Operationsschaltung direkt in den Frequenzgang des Operationsverstärkers einzuzeichnen.

Dem sanften Frequenzabfall der Verstärkung des Operationsverstärkers mit einer Steigung von −20 dB/Dekade entspricht auch eine ähnliche Frequenzabhängigkeit der Verstärkung der Operationsschaltung. Bei der Grenzfrequenz sinkt die Verstärkung des nichtinvertierenden Verstärkers um 3 dB ab.

Auf diese Weise wird die Grenzfrequenz auch üblicherweise gemessen, jedoch ist eine gewisse Vorsicht geboten: Die Übereinstimmung von Grenzfrequenz f_c und 3-dB-Frequenz f_{-3} ist kein allgemeines Merkmal und gilt nur für Operationsschaltungen mit einer frequenzunabhängigen idealisierten Verstärkung G_∞ und mit einer Schleifenverstärkung βA erster Ordnung[1]). Ein Frequenzabfall der Verstärkung der Operationsschaltung kann nämlich auch durch andere Faktoren als durch die Abnahme der Schleifenverstärkung

[1]) Der −3-dB-Abfall bei der Frequenz f_c entspricht dem Fehlerfaktor $|\beta A/(1+\beta A)|$ selbst, vorausgesetzt, Gl. (7.19) wird erfüllt. Nur in Operationsschaltungen frequenzunabhängiger idealisierter Verstärkung G_∞ bedeutet das gleichzeitig einen Abfall in der Verstärkung der Operationsschaltung $|G|$ um 3 dB unter den Gleichspannungswert.

verursacht werden, so z. B. durch einen parallel zum Widerstand R_2 geschalteten Kondensator oder durch die Gleichtakteingangskapazität C_{cm}^{+} und den Innenwiderstand R_s der Signalquelle.

Die einfachste und gleichzeitig anspruchsvollste Aussteuerung im Zeitbereich ist ein Sprung. Die *Sprungantwort* eines durch die Übertragungsfunktion Gl. (7.22) beschriebenen Systems ist eine Exponentialfunktion mit der Zeitkonstanten τ_c (Bild 7.16)

$$\tau_c = \frac{1}{2\pi f_c} = \frac{G_I}{2\pi f_t}. \tag{7.24}$$

Die Vergrößerung der Verstärkung G_I ergibt eine Verlängerung der Sprungantwort. Dies ist nur eine andere Form des Kompromisses zwischen Verstärkung und Geschwindigkeit.

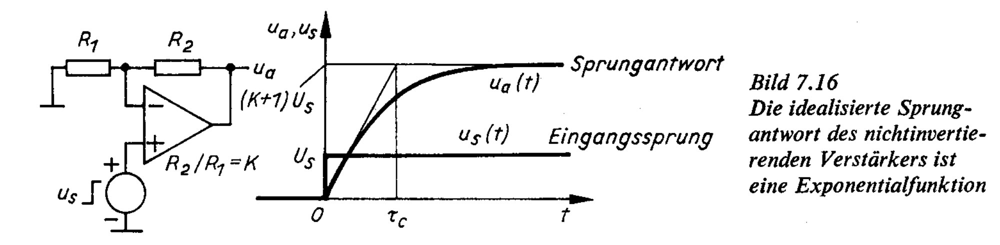


Bild 7.16
Die idealisierte Sprungantwort des nichtinvertierenden Verstärkers ist eine Exponentialfunktion

Die tatsächliche Sprungantwort kann grundsätzlich von der im Bild 7.16 gezeigten abweichen (s. auch Bild 2.14a); das ist aber das Thema des Abschnittes 9.

7.4.2. Spannungsinverter

Der Ausdruck für die Verstärkung des Spannungsinverters (Bild 7.17) hat die gleiche Form wie der frühere Ausdruck (7.22), nur die Größe der idealen Verstärkung G_I weicht ab und unterscheidet sich von dem inversen Rückkopplungsfaktor $1/\beta$:

$$\left.\begin{aligned} G_I &= -K, \\ \frac{1}{\beta} &= K + 1, \\ K &= \frac{R_2}{R_1}. \end{aligned}\right\} \tag{7.25}$$

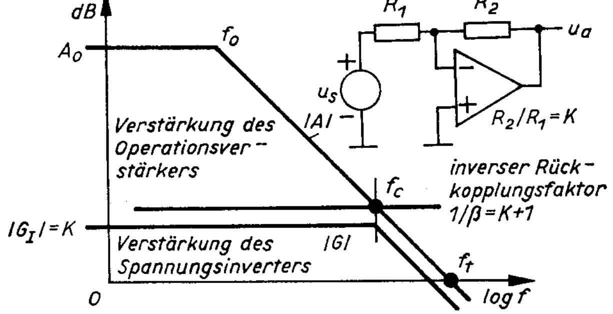


Bild 7.17
Frequenzgang des Spannungsinverters.
Alle drei Charakteristika $|A|$, $|1/\beta|$ und $|G|$ sind in ein Diagramm eingezeichnet

Ähnlich wie beim nichtinvertierenden Verstärker ist auch der Charakter des Frequenzganges der Verstärkung $|G(jf)|$ mit der Grenzfrequenz

$$f_c = \beta f_t = \frac{f_t}{K+1} \tag{7.26}$$

bemerkenswert: Der einfache Inverter ($K = 1$) besitzt die Verstärkung $G_I = -1$, sein Rückkopplungsfaktor ist jedoch $\beta = 1/2$ und seine Grenzfrequenz $f_c = f_t/2$.

Die Sprungantwort ist eine Exponentialfunktion. Eine gewisse Abweichung, die mit einem realen Operationsverstärker beobachtet wird, läßt sich sogar mit dem linearen Modell erklären, s. Abschnitt 7.4.5.

7.4.3. Integrierer

Der Integrierer (Bilder 7.18 und 7.19) ist ein Spezialfall des komplexen Inverters, siehe Tafeln II E und III E des Tafelanhanges für $Z_1 = R_1$ und $Z_2 = 1/sC_2$. Seine Verstärkung ist

$$G = -\frac{1}{s\tau_I}\,\frac{\beta A}{1+\beta A}.$$

Weder die ideale Verstärkung

$$G_I = -\frac{1}{s\tau_i} \tag{7.27a}$$

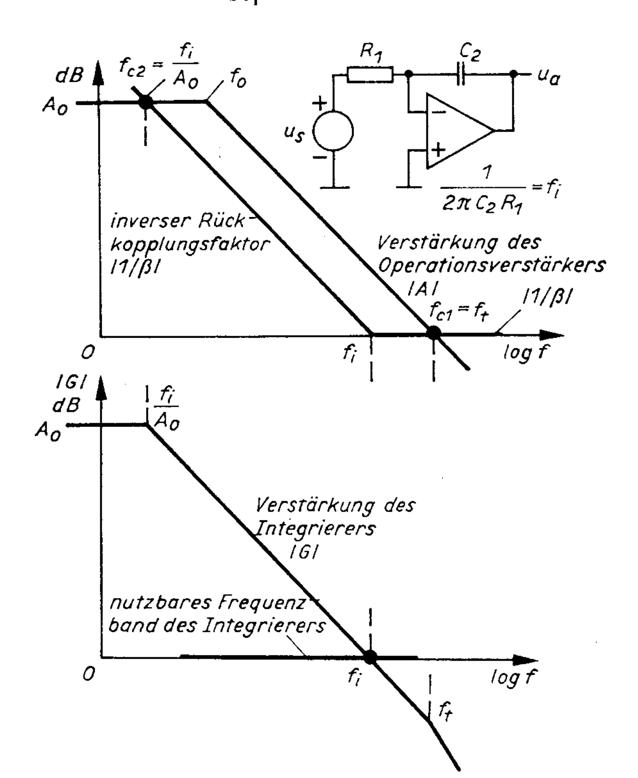


Bild 7.18
Der Integrierer besitzt zwei Grenzfrequenzen f_{c1} und f_{c2}.
Der Bereich praktischer Anwendbarkeit ist durch eine dicke Linie gekennzeichnet

noch der Rückkopplungsfaktor

$$\beta = \frac{s\tau_i}{1 + s\tau_i} \tag{7.27b}$$

sind konstant. Das Rückkopplungsnetzwerk verhält sich in der offenen Schleife wie ein Vorhaltenetzwerk mit der Zeitkonstanten

$$\tau_i = C_2 R_1, \tag{7.28}$$

die auch die *Integriererzeitkonstante* ist. Aus den Gleichungen (7.19) und (7.27b) wird

$$G = -\frac{A_0}{1 + s\,[(A_0 + 1)\,\tau_i + A_0/\omega_t] + s^2 A_0 \tau_i/\omega_t}.$$

Bild 7.19
Die Sprungantwort des Integrierers ist eine gerade Linie, verzögert um τ_t

Im Abschnitt 8.3.1. werden wir als Bedingung für die praktische Anwendbarkeit des Integrierers die Erfüllung der Beziehung $\tau_i \gg 1/\omega_t$ finden. Unter dieser Bedingung können die Pole der Verstärkung G wie folgt getrennt werden:

$$G = -\frac{A_0}{(1 + sA_0\tau_i)(1 + s/\omega_t)}. \tag{7.29}$$

Dieser Ausdruck ähnelt zwar nicht der idealen Verstärkung G_I nach Gl. (7.27a), nähert sich ihr jedoch in einem bestimmten mittleren Frequenzbereich (Bild 7.18)

$$\frac{f_i}{A_0} \ll f \ll f_t. \tag{7.30}$$

Der inverse Rückkopplungsfaktor $|1/\beta|$ schneidet den Frequenzgang $|A|$ des Operationsverstärkers in zwei Punkten, zu denen zwei Grenzfrequenzen gehören. Die obere Grenzfrequenz

$$f_{c1} = f_t \tag{7.31a}$$

stimmt mit der Transitfrequenz des Operationsverstärkers überein, die untere Grenzfrequenz

$$f_{c2} = \frac{f_i}{A_0} \tag{7.31b}$$

liegt um den Faktor A_0 unter der *charakteristischen Integriererfrequenz*

$$f_i = \frac{1}{2\pi\tau_i} = \frac{1}{2\pi C_2 R_1}.$$

Eine große Gleichspannungsverstärkung des Operationsverstärkers ist daher für die Qualität der Integration langsamer Signale entscheidend.

Unterhalb der unteren Grenzfrequenz geht die Übertragungsfunktion des Integrierers in die frequenzunabhängige Verstärkung A_0 über. Dies ist klar: Die Verstärkung des Integrierers kann nicht höher als die Verstärkung des Operationsverstärkers sein. Wir merken an, daß die untere Grenzfrequenz in der Regel nebensächlich ist. Wegen der Integration des Offsets des Operationsverstärkers ist der Bereich sehr niedriger Frequenzen ohnehin unzugänglich.

Oberhalb der oberen Grenzfrequenz ist die Schleifenverstärkung kleiner als 1 und der Integrierer hört auf zu arbeiten. Wir werden uns mit diesem oberen Bereich des Frequenzspektrums noch im Abschnitt 7.4.5. beschäftigen.

Die Sprungantwort des idealen Integrierers im Zeitbereich ist eine gerade Linie. Wir wollen sehen, wie weit der wirkliche Integrierer dieser nahekommt.

Die zwei deutlich verschiedenen Zeitkonstanten der Übertragungsfunktion Gl. (7.29) beeinflussen sowohl das Kurzzeit- als auch das Langzeitverhalten des Integrierers. Die Ausgangsantwort auf einen Eingangssprung U_s besteht aus zwei Exponentialfunktionen:

$$u_a(t) = -\frac{U_s}{1 - 1/A_0\omega_t\tau_i}\left\{A_0\,(1 - e^{-t/A_0\tau_i}) - \frac{1}{\omega_t\tau_i}\,(1 - e^{-\omega_t t})\right\}.$$

Die extrem große Zeitkonstante $\tau_{c2} = A_0\tau_i$ in der ersten Exponentialfunktion ist stets viel größer als die Integrationszeit:

$$A_0\tau_i \gg t.$$

Die erste Exponentialfunktion steigt für $1/A_0\omega_t\tau_i = f_i/A_0 f_t \ll 1$ praktisch linear gemäß dem Näherungsausdruck

$$-U_s\frac{t}{\tau_i} \tag{7.32a}$$

mit der Zeit an.

Die linearisierte Komponente Gl. (7.32a) ist die Hauptkomponente der Sprungantwort des Integrierers (Bild 7.19). Ihre Form erklärt, warum die charakteristische Kreisfrequenz des Integrierers

$$\omega_i = \frac{1}{\tau_i} = \frac{1}{C_2 R_1}$$

manchmal *Verstärkung des Integrierers* genannt wird, die das Verhältnis von Geschwindigkeit der Ausgangsspannung $|du_a/dt| = U_s/\tau_i$ zur Eingangsspannung U_s darstellt.[1])

Im Gegensatz dazu ist die zweite Zeitkonstante $\tau_{c1} = 1/\omega_t = \tau_t$ sehr klein, und die entsprechende Exponentialfunktion erreicht fast augenblicklich den Wert

$$\frac{U_s}{\omega_t\tau_i} = U_s\frac{f_i}{f_t} = U_s\frac{\tau_t}{\tau_i}. \tag{7.32b}$$

[1]) Diese „Verstärkung" hat die Dimension (V/s)/V = 1/s. Dies ist nicht die Verstärkung der Operationsschaltung im Sinne des Abschnittes 7.3.1.

Im Abschnitt 9.4.2. werden wir sehen, daß diese zweite Komponente für den *Geschwindigkeitsfehler des Integrierers* verantwortlich ist.

Die resultierende Sprungantwort des Integrierers ist also mit einer guten Näherung eine gerade Linie

$$u_a(t) = -\frac{U_s}{\tau_i}\left(t - \frac{1}{\omega_t}\right) = -\frac{U_s}{\tau_i}(t - \tau_t), \tag{7.33}$$

verzögert um $\tau_t = 1/2\pi f_t$ auf der Zeitachse oder verschoben um $U_s/\omega_t\tau_i = U_s f_i/f_t$ auf der Spannungsachse.

7.4.4. Gesteuerte Stromquelle

Bild 7.20 zeigt eine spannungsgesteuerte Stromquelle für eine elektromagnetische Spule. Mit der im Diagramm gewählten Bezeichnung und mit der Zeitkonstanten

$$\tau_L = \frac{L}{R} \tag{7.34}$$

ist nach den Tafeln II B und III B des Tafelanhanges

$$G_I = \frac{1}{R},$$

$$\frac{1}{\beta} = 1 + s\tau_L.$$

Die Spule ist eine unangenehme Last, und es sind Schwierigkeiten zu erwarten. Um Details zu vermeiden, setzen wir $A_0 = \infty$ voraus. Die Verstärkung

$$G = \frac{1}{R}\frac{\beta A}{1 + \beta A} = \frac{1}{R}\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_t} + \frac{s^2}{\omega_t/\tau_L}}$$

hat die Form einer Widerstandsoperationsschaltung zweiter Ordnung mit einer Eigenfrequenz, die mit der Grenzfrequenz

$$\omega_c = \sqrt{\frac{\omega_t}{\tau_L}} = \sqrt{\omega_L\omega_t} = \sqrt{\frac{\omega_t R}{L}} \tag{7.35a}$$

identisch ist.

Das dynamische Verhalten der gesteuerten Stromquelle wird vom Dämpfungsverhältnis

$$\zeta = \frac{1}{2\sqrt{\omega_t\tau_L}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\omega_L}{\omega_t}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R}{\omega_t L}} \tag{7.35b}$$

bestimmt. Der überkritisch gedämpfte Zustand $\zeta > 1$ ist nicht typisch, weil er eine starke Beschränkung des Wertes der Induktivität L mit sich bringt. Realistischer ist der im Diagramm dargestellte Fall mit einem großen Frequenzabstand $f_L < f_t$ und deshalb kleinem Dämpfungsverhältnis $\zeta < 0{,}5$, charakteristisch für einen stark unterkritischen

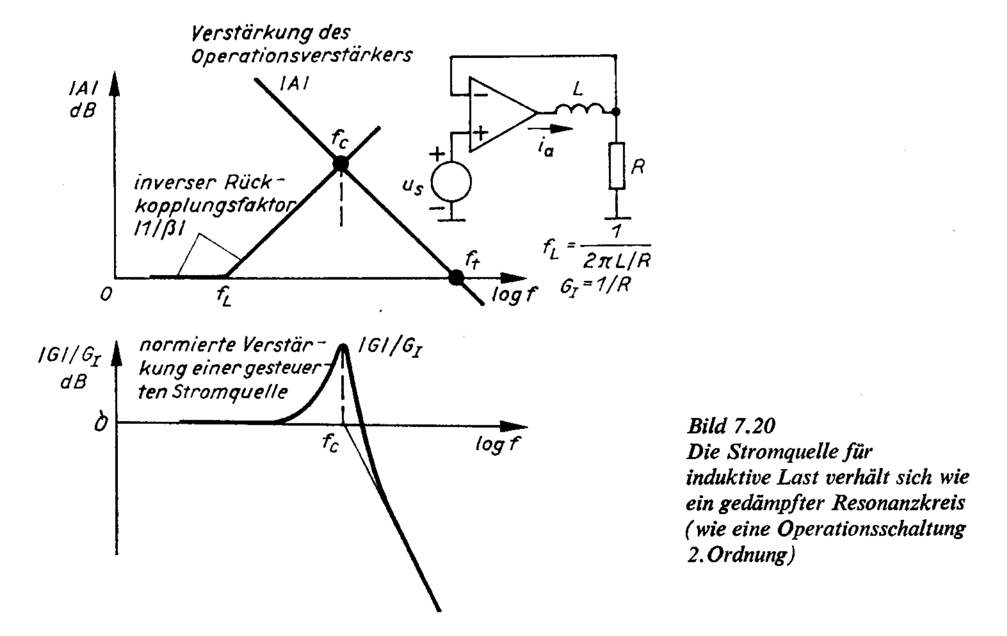


Bild 7.20
Die Stromquelle für induktive Last verhält sich wie ein gedämpfter Resonanzkreis (wie eine Operationsschaltung 2. Ordnung)

Dämpfungszustand. Der normierte Frequenzgang $|G|/G_I$ zeigt eine Resonanzspitze in der Nähe der Grenzfrequenz f_c, und die Sprungantwort hat die Form einer gedämpften Sinusfunktion. Im Abschnitt 13. werden wir sehen, daß die Ursache für ein solches Verhalten die geringe relative Stabilität der Operationsschaltung ist, die von einer allzu großen Steigungsdifferenz der Kurven $|A|$ und $|1/\beta|$ in der Nähe der Grenzfrequenz herrührt.

7.4.5. Wirkung der Vorwärtsübertragung

Die Vorwärtsübertragung der *Serienoperationsschaltung* ist praktisch vernachlässigbar. Diese Behauptung wird durch Tafel III im Tafelanhang unterstützt und ist glaubwürdig, weil in der Serienoperationsschaltung der vorwärtskoppelnde Pfad vom Eingang zum Ausgang über die Differenzeingangsimpedanz Z_d des Operationsverstärkers führt. Das niedrige Impedanzverhältnis Z_0/Z_d macht diesen Pfad praktisch unpassierbar.

In der *Paralleloperationsschaltung* ist der Eingang durch die virtuelle Erdung des Summierpunktes vom Ausgang isoliert. Die Vorwärtsübertragung über die Rückkopplungsimpedanzen Z_1^*, Z_2 (Tafel III E im Tafelanhang) kann nur merkbar werden, wenn das Konzept der virtuellen Erde seine Gültigkeit verliert. Dazu kommt es infolge Absinkens der Verstärkung $|A|$ bei hohen Frequenzen. Außerdem hängt die relative Größe der Vorwärtsübertragung $G_0/\beta A G_\infty = -Z_0/AZ_2$ von der Größe der Rückkopplungsimpedanz Z_2 ab. Die Vorwärtsübertragung kann bei einem schnellen Inverter (R_2 klein) und bei einem schnellen Integrierer ($|Z_2| = 1/\omega C_2 \to 0$) merklich sein.

Wir werden uns auf diese zwei Fälle konzentrieren. Da wir am Ende des aktiven Frequenzbandes arbeiten, approximieren wir die Verstärkung A durch einen einfacheren Ausdruck

$$A = \frac{\omega_t}{s}, \tag{7.36}$$

s. Gl. (7.19). Die Ausgangsimpedanz des Operationsverstärkers sei reell und gleich R_0.

Spannungsinverter

Die Komponenten der Verstärkung G sind nach den Tafeln II E und III E des Tafelanhanges

$$G_\infty = G_\mathrm{I} = -K,$$

$$\frac{G_0}{\beta A} = \frac{R_0}{AR_1} = \frac{sR_0}{\omega_t R_1},$$

$$\frac{1}{\beta} = K + 1 + \frac{R_0}{R_1},$$

wobei $K = R_2/R_1$. Nach Einsetzen in Gl. (7.14) erhält man einen modifizierten Ausdruck für die Verstärkung

$$\left.\begin{aligned} G &= -K\frac{1 - s/\omega_Z}{1 + s/\omega_c}, \\ \omega_Z &= \omega_t\frac{R_2}{R_0}, \\ \omega_c &= \beta\omega_t = \frac{\omega_t}{K + 1 + R_0/R_1}. \end{aligned}\right\} \tag{7.37}$$

Neben dem reellen negativen Pol $s_P = -\omega_c$, den wir schon aus Abschnitt 7.4.3. kennen, und der durch den Ausgangswiderstand R_0 nur geringfügig in Richtung Ursprung geschoben wird, gibt es noch eine reelle positive Nullstelle $s_Z = +\omega_Z = +\omega_t R_2/R_0$ in der Verstärkung G, was darauf hinweist, daß das System vom *Nichtminimalphasentyp* ist [56] bis [59].

Im Frequenzbereich (Bild 7.21 a) macht sich diese Nullstelle dadurch bemerkbar, daß der Abfall der Verstärkung $|G|$ bei dem Wert

$$K\frac{\omega_c}{\omega_Z} = \frac{R_0}{R_1 + R_2 + R_0} = G_0, \tag{7.38 a}$$

der gleich der Vorwärtsverstärkung G_0 ist, endet. Dieser konstante Wert der Verstärkung ist jedoch nicht von einer Rückkehr der Phase arg G auf $-180°$ begleitet, wie es bei einer negativen Nullstelle der Fall wäre. Vielmehr fällt die Phase weiter bis auf $-360°$. Die reguläre negative Verstärkung $-K$ des Spannungsinverters geht bei hohen Frequenzen in eine kleine positive Verstärkung G_0 über, die gleich dem Teilungsverhältnis des einfachen passiven Spannungsteilers (R_0, $R_1 + R_2$) ist.

Wir betonen hier, daß es die geschlossene Operationsschaltung ist, die sich wie ein Nichtminimalphasensystem verhält, nicht der Operationsverstärker selbst. Ebenso hat auch die übermäßige Phasendrehung keine Beziehung zur Stabilität der Operationsschaltung, weil diese durch die Phase der Schleifenverstärkung bestimmt wird. Voraussehbar ist jedoch, daß die Umkehrung der Übertragungspolarität von negativ zu positiv Schwierigkeiten in solchen zusammengesetzten Operationsschaltungen bereiten kann, in denen der Inverter als ein Block in einer anderen Hauptrückkopplungsschleife enthalten ist.

Im Zeitbereich (Bild 7.21 b) wird die Vorwärtsübertragung durch einen kleinen nichtinvertierten Ausgangssprung der Größe

$$+G_0 U_s = +U_s\frac{R_0}{R_1 + R_2 + R_0} \tag{7.38 b}$$

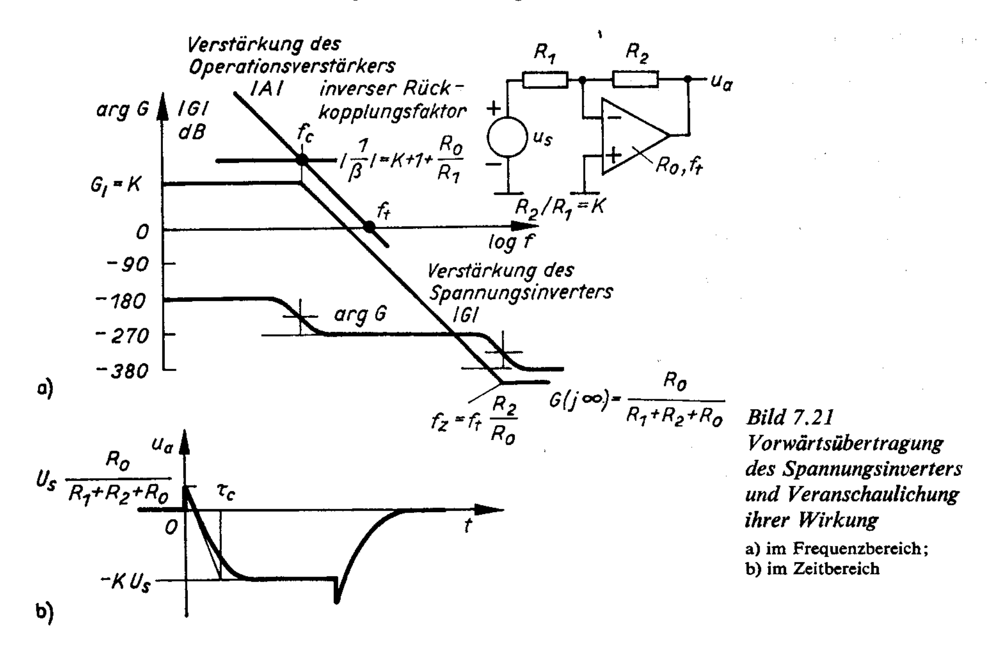


Bild 7.21
Vorwärtsübertragung des Spannungsinverters und Veranschaulichung ihrer Wirkung
a) im Frequenzbereich;
b) im Zeitbereich

deutlich sichtbar, der von der Teilung des Eingangssprunges U_s am Ausgangswiderstand R_0 des Operationsverstärkers herrührt. Erst von diesem nichtinvertierten Sprung an beginnt die invertierte, exponentiell verlaufende Antwort mit einer Zeitkonstanten τ_c.

Integrierer

Mit der gleichen Bezeichnung wie im Abschnitt 7.4.3. ist gemäß den Tafeln II E und III E des Tafelanhanges

$$G_\infty = G_I = -\frac{1}{s\tau_i},$$

$$\frac{G_0}{\beta A} = \frac{R_0}{AR_1} = \frac{sR_0}{\omega_t R_1},$$

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_0}{R_1} + \frac{1}{s\tau_i},$$

wobei $\tau_i = C_2R_1$. Vorausgesetzt $\tau_i \gg 1/\omega_t$, lautet der modifizierte Ausdruck für die Verstärkung des Integrierers

$$\left.\begin{aligned} G &= -\frac{1}{s\tau_i}\,\frac{(1+s/\omega_Z)(1-s/\omega_Z)}{1+s/\omega_{c1}}, \\ \omega_Z &= \sqrt{\frac{\omega_t}{C_2R_0}}, \\ \omega_{c1} &= \beta(\infty)\,\omega_t = \frac{\omega_t}{1+R_0/R_1}. \end{aligned}\right\} \tag{7.39}$$

Neben der negativen Nullstelle $-\omega_Z$ erscheint bei der gleichen Frequenz noch eine positive Nullstelle $+\omega_Z$, die eine Anomalie zwischen den Frequenzgängen der Verstärkung und des Phasenwinkels von $G(jf)$ verursacht (Bild 7.22a). Es ist interessant, daß die Phasencharakteristik arg G nur in Form einer leichten Verschiebung der Grenzfrequenz f_{c1} durch die Vorwärtsübertragung beeinflußt wird: Die Phase des Ausdrucks $(1 + j\omega/\omega_Z) \times (1 - j\omega/\omega_Z) = 1 + (\omega/\omega_Z)^2$ ist unabhängig von ω_Z, das heißt unabhängig von C_2 Null. Die Amplitudencharakteristika $|G|$ gehören zu verschiedenen Größen von C_2 als Parameter. Die verschiedenen Formen der linken und rechten Frequenzgänge rühren nur von der unterschiedlichen Lage der Frequenzen f_Z und f_{c1} her. Bei $R_0 \to 0$ geht $f_Z \to \infty$, und der linke Frequenzgang nähert sich dem Hochfrequenzteil im Bild 7.18. Der rechte Frequenzgang ist jedoch realistischer, wie an einem Zahlenbeispiel am Ende dieses Abschnittes gezeigt wird.

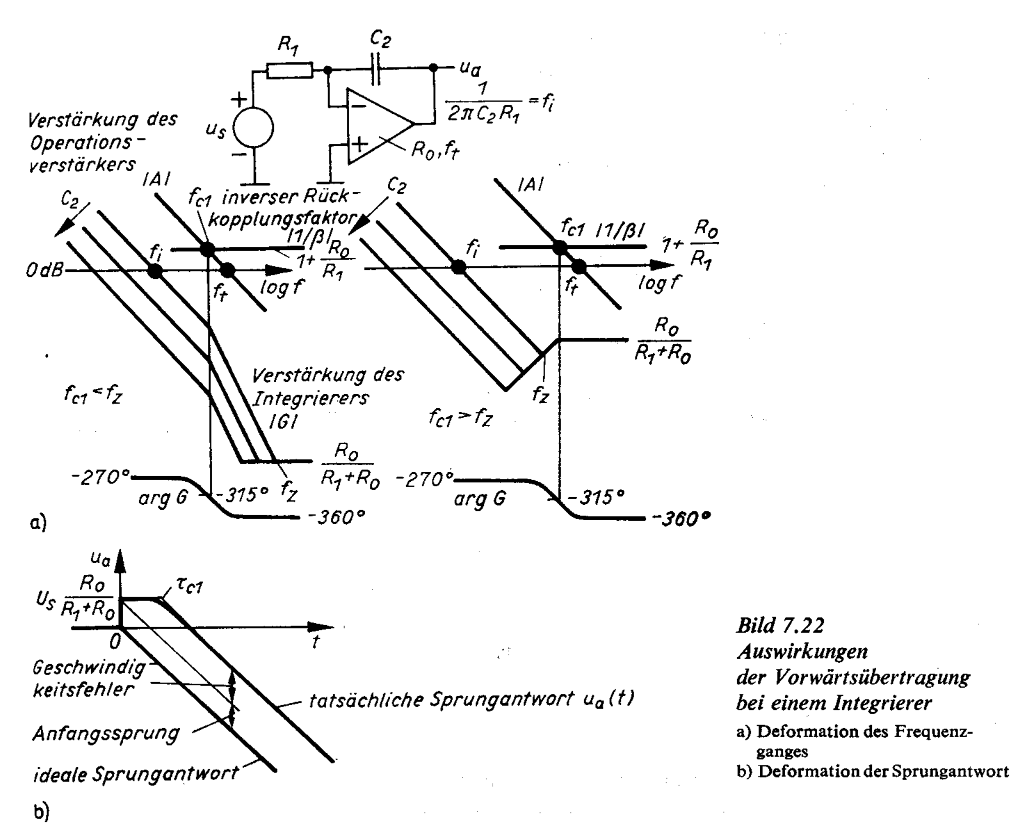


Bild 7.22
Auswirkungen der Vorwärtsübertragung bei einem Integrierer
a) Deformation des Frequenzganges
b) Deformation der Sprungantwort

Im Zeitbereich (Bild 7.22b) erweist sich die Vorwärtsübertragung wieder durch einen nichtinvertierten Anfangssprung der Größe

$$+G_0(\infty)\, U_s = +U_s \frac{R_0}{R_1 + R_0}, \tag{7.40}$$

der von der Teilung des Eingangssprungs U_s am Spannungsteiler (R_1, R_0) herrührt. Erst von diesem Wert an beginnt die lineare Sprungantwort, möglicherweise verzerrt durch den Geschwindigkeitsfehler. Der Anfangssprung und der Geschwindigkeitsfehler addieren sich.

Praktische Abschätzung der Vorwärtsübertragung

Wie schon festgestellt, ist die Vorwärtsübertragung einer Serienoperationsschaltung völlig vernachlässigbar. Die Vorwärtsübertragung ist gewöhnlich auch beim Spannungsinverter vernachlässigbar, weil die Frequenz der heiklen Nullstelle

$$f_Z = f_t \frac{R_2}{R_0}$$

um den Faktor R_2/R_0, d.h. mindestens um eine Größenordnung über der Transitfrequenz f_t liegt.

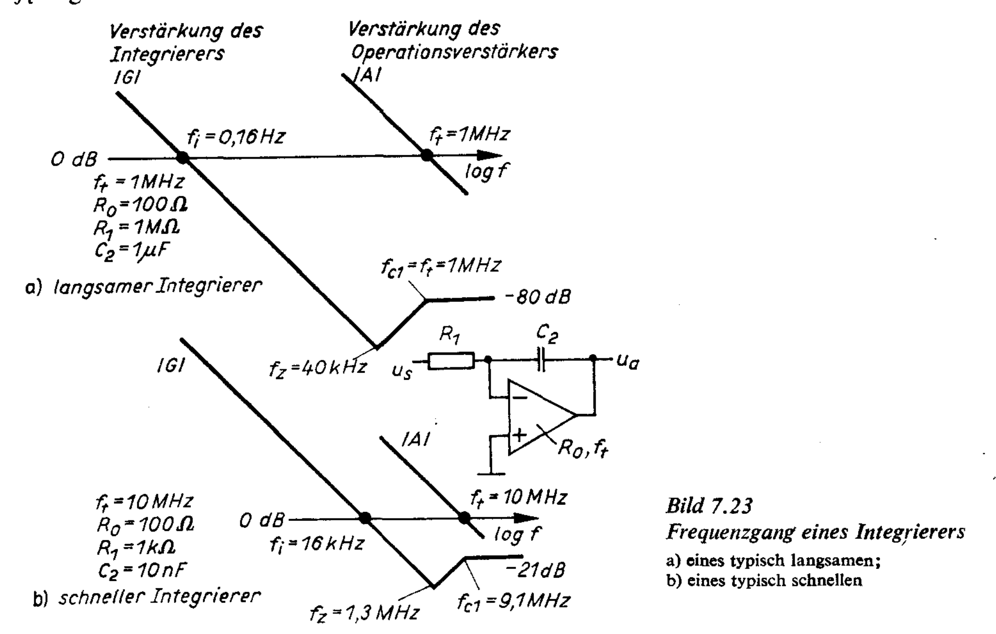


Bild 7.23
Frequenzgang eines Integrierers
a) eines typisch langsamen;
b) eines typisch schnellen

Sie ist bei langsamen Integrierern vernachlässigbar, wie es das Zahlenbeispiel im Bild 7.23a belegt. Sie ist jedoch ein Effekt, der bei schnellen Integrierern zu berücksichtigen ist (Bild 7.23b), wie wir es auch im Abschnitt 8.3.2. sehen werden.

7.5. Zusammenfassung

1. Der einzig praktikable Weg zur mathematischen Analyse von Operationsschaltungen ohne Hilfe eines Rechners ist die Analyse durch Teiltests bei Idealisierung wesentlicher Parameter.
2. Der Rückkopplungsfaktor ist ein Maß für die Dämpfung des Rückkopplungssignals entlang des Pfades vom Ausgang zum Eingang des Operationsverstärkers.
3. Der Rückkopplungsfaktor charakterisiert die vollständige Operationsschaltung; in den meisten Anwendungsfällen ist er aber eher ein Charakteristikum des Rückkopplungsnetzwerkes allein.
4. Der Rückkopplungsfaktor der Operationsschaltung mit Spannungseingang und Spannungsausgang nähert sich seiner inversen idealen Verstärkung $1/|G_I|$,

$$\beta \approx \frac{1}{|G_I|}.$$

5. In Tafel II des Tafelanhanges sind die vollständigen und vereinfachten Rückkopplungsfaktoren grundlegender Operationsschaltungen zusammengefaßt.
6. Die kanonische Form der Operationsgleichung einer linearen Operationsschaltung mit einem Operationsverstärker lautet

$$u_a = u_s \left(G_\infty + \frac{G_0}{\beta A} \right) \frac{\beta A}{1 + \beta A} + E_{ra}.$$

Die gleiche Form haben die Operationsgleichungen, die zu den anderen drei Kombinationen von Eingangs- und Ausgangsgrößen u_s, i_s, u_a, i_a gehören.
7. Die Verstärkung jeder linearen Operationsschaltung kann in der Form

$$G = \left(G_\infty + \frac{G_0}{\beta A} \right) \frac{\beta A}{1 + \beta A}$$

oder in der vereinfachten Form

$$G = G_\infty \frac{\beta A}{1 + \beta A}$$

geschrieben werden. Tafel III im Tafelanhang faßt die Verstärkungskomponenten G_∞ und G_0 grundlegender Operationsschaltungen zusammen.
8. Die idealisierte Verstärkung G_∞ ist angenähert gleich der idealen Verstärkung G_I. In Paralleloperationsschaltungen stimmen beide Verstärkungen überein. In Serienoperationsschaltungen unterscheiden sie sich wegen der Gleichtaktparameter X und Z_{cm} geringfügig.
9. Die Komponente G_0 ist die Vorwärtsverstärkung der Operationsschaltung. Abgesehen von wenigen Einzelfällen ist sie vernachlässigbar klein.
10. Der Fehlerfaktor

$$\frac{\beta A}{1 + \beta A}$$

bestimmt das dynamische Verhalten der Operationsschaltung. Zwei Operationsschaltungen mit typischem dynamischen Verhalten sind die Widerstandsoperationsschaltung erster Ordnung und die Widerstandsoperationsschaltung zweiter Ordnung.
11. Die Grenzfrequenz f_c einer Operationsschaltung ist die Frequenz, bei der die Schleifenverstärkung $|\beta A|$ auf 1 abfällt.
12. Die 3-dB-Frequenz f_{-3} einer Widerstandsoperationsschaltung ist die Frequenz, bei der ihre Verstärkung G um 3 dB absinkt.
13. Die Grenzfrequenz f_c und die 3-dB-Frequenz f_{-3} der Widerstandsoperationsschaltung erster Ordnung sind identisch:

$$f_c = f_{-3}.$$

14. Die Sprungantwort der Widerstandsoperationsschaltung erster Ordnung ist eine Exponentialfunktion mit einer Zeitkonstanten $\tau_c = \frac{1}{2}\pi f_c$.
15. In der Operationsschaltung mit Spannungseingang und Spannungsausgang gibt es einen Kompromiß zwischen Grenzfrequenz f_c und der Verstärkung G_I. Das Ansteigen der einen hat ein Absinken der anderen zur Folge:

$$f_c = \frac{f_t}{G_I}.$$

16. Im Integrierer kommen zwei Grenzfrequenzen, $f_{c1} = f_t$ und $f_{c2} = f_t/A_0$ vor. Die zweite ist gewöhnlich so klein, daß sie vernachlässigbar ist.
17. Die Sprungantwort des Integrierers ist eine gerade Linie, verzögert um $\tau_t = \frac{1}{2\pi f_t}$.
18. Die Vorwärtsübertragung in der Serienoperationsschaltung ist vernachlässigbar.
19. Die Vorwärtsübertragung in der Paralleloperationsschaltung ist eine Ursache für ihr Nichtminimalphasenverhalten. Im Frequenzbereich führt sie zu einer übermäßigen Phasendrehung, im Zeitbereich wird sie durch einen nichtinvertierten Anfangssprung in der Sprungantwort deutlich.
20. Es gibt zwei Typen von Paralleloperationsschaltungen von praktischem Interesse, in denen die Vorwärtsübertragung sichtbar wird: der schnelle Integrierer und der integrierende Sample/Hold-Verstärker.

8. Statische und dynamische Fehler im Frequenzbereich

Bei Annäherung an die Grenzfrequenz steigt der Fehler der Verstärkung der Operationsschaltungen auf -3 dB, d.h. auf etwa $-30\,\%$ an. Im Gegensatz zu elektroakustischen Anlagen z.B. hat diese Tatsache keine große Bedeutung, weil zur Beurteilung von Operationsschaltungen viel feinere Kriterien notwendig sind. Mehr noch, es zeigt sich, daß die bloße Kenntnis des Fehlers der Amplitude oft nicht ausreicht und es außerdem notwendig ist, die Phase in Betracht zu ziehen.

Der Fehler der Verstärkung ist ein multiplikativer Fehler, da er eine Abweichung des Ausgangssignals einer Operationsschaltung proportional zur Aussteuerung verursacht. Er wird besonders bei höheren Frequenzen signifikant und in diesem Bereich *dynamischer Fehler* genannt. Seine Ausdehnung bis zur Frequenz Null ist der *statische Fehler*. In diesem Sinne schließt der dynamische Fehler den statischen ein. Aus praktischen Gründen (Berechnung, Messung) werden beide Fehler getrennt behandelt, ebenso wie die additiven Fehler in Offset und Rauschen aufgeteilt wurden.

Das Gegenstück zu multiplikativen Fehlern sind additive Fehler (Abschnitte 11. und 12.). Bei Beschränkung auf die Gleichkomponenten wird die Beziehung zwischen den beiden Fehlern im Bild 8.1 veranschaulicht.

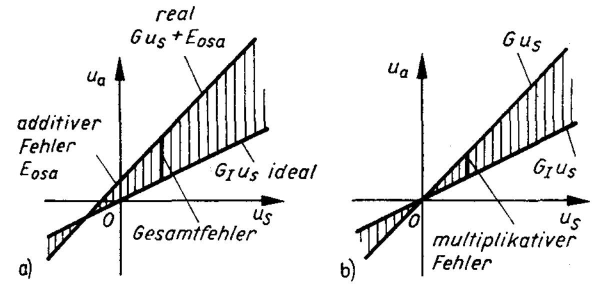


Bild 8.1
Fehler einer Operationsschaltung als Summe aus
a) dem Störuntergrund E_{osa} und
b) dem Fehler, der durch die ungenaue Verstärkung $G \neq G_I$ hervorgerufen wird.
Die Kurven folgen aus der Operationsgleichung (7.8.) und entsprechen den Gleichkomponenten – dem Offset und dem statischen Fehler

Die multiplikative Abweichung der Ausgangsspannung u_a von ihrem idealen Wert u_{aI} ist proportional zur Größe des Signals und verschwindet bei Nullaussteuerung. Numerisch wird sie durch den relativen Fehler

$$\varepsilon = \frac{u_a - u_{aI}}{u_{aI}} = \frac{G - G_I}{G_I} = \frac{G}{G_I} - 1 \tag{8.1}$$

charakterisiert, der unabhängig vom Aussteuerungspegel und gleich dem relativen Fehler der Verstärkung G ist. Er wird meist in Prozent angegeben.

Der Fehler der Verstärkung G einer Operationsschaltung,

$$G = \left(G_\infty + \frac{G_0}{\beta A}\right) \frac{\beta A}{1 + \beta A},$$

hat viele gleichzeitig wirkende Ursachen. Bei Beschränkung auf kleine Fehler können die Teilursachen jedoch getrennt behandelt werden, ähnlich wie das totale Differential einer Funktion mehrerer Variabler in partielle Differentiale zerlegt wird.

Die obenerwähnten Teilursachen sind:

- die Schleifenverstärkung βA,
- die Gleichtaktunterdrückung X und die Gleichtakteingangsimpedanzen Z_{cm} des Operationsverstärkers (enthalten in G_∞),
- die Vorwärtsverstärkung G_0 und
- Ungenauigkeiten und parasitäre Impedanzen des Rückkopplungsnetzwerkes (ebenso enthalten in G_∞).

Diese Teilursachen werden in den Abschnitten 8.2. und 8.3. weiter behandelt.

8.1. Vektor-, Amplituden- und Phasenfehler

8.1.1. Definition der Fehler

Im Frequenzbereich wird die Gleichung (8.1) als eine Beziehung zwischen Zeigern verstanden (Bild 8.2). Der Grad des Unterschiedes der beiden Zeiger u_a und u_{aI} kann im Prinzip auf dreierlei und praktisch auf zweierlei Art ausgedrückt werden:

- als Differenz von Vektoren,
- als Differenz der Amplituden oder
- als Differenz der Phasen dieser Vektoren.

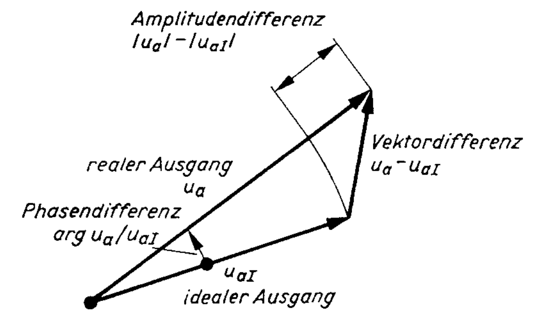


Bild 8.2
Zeigerdiagramm für die Definition des Vektor-, Amplituden- und Phasenfehlers

Der *Vektorfehler* ε_V einer linearen Operationsschaltung ist die relative Vektordifferenz ihrer tatsächlichen und idealen Ausgangsgröße:

$$\varepsilon_V = \frac{|u_a - u_{aI}|}{|u_{aI}|} = \left|\frac{G}{G_I} - 1\right|. \tag{8.2a}$$

Der Vektorfehler ist ein entscheidendes Maß für die Genauigkeit in denjenigen Operationsschaltungen, die momentane Signalwerte verarbeiten. Solche Operationsschaltungen überwiegen und schließen z.B. zusammengesetzte Operationsschaltungen mit mehreren Operationsverstärkern (Analogrechner, Modelle, Simulatoren, Trainer), Instrumentationsverstärker, Sample/Hold-Verstärker, Multiplizierer, multiplizierende D-A-Wandler usw. ein.

Der *Amplitudenfehler* ε_A einer linearen Operationsschaltung ist die relative Amplitudendifferenz ihrer tatsächlichen und idealen Ausgangsgröße:

$$\varepsilon_A = \frac{|u_a| - |u_{aI}|}{|u_{aI}|} = \left|\frac{G}{G_I}\right| - 1. \tag{8.2b}$$

Der Amplitudenfehler ist ein entscheidendes Maß für die Genauigkeit in denjenigen Operationsschaltungen, die analoge Sinussignale verarbeiten und somit vollständig durch ihre Amplitude charakterisiert sind (Wechselspannungsverstärker, zuweilen auch aktive Filter).

Der *Phasenfehler* φ einer linearen Operationsschaltung ist die Phasendifferenz ihrer tatsächlichen und idealen Ausgangsgröße:

$$\varphi = \arg \frac{u_a}{u_{aI}} = \arg \frac{G}{G_I}. \tag{8.2c}$$

Die praktische Bedeutung des Phasenfehlers ist fragwürdig. Der Phasenfehler selbst steht in keiner Beziehung zur Genauigkeit der Operationsschaltung im Sinne einer Abweichung des Ausgangssignals von seinem idealen Wert. Im Englischen ist der Begriff *phase error* üblich [45, S.79, 99], wird aber im Sinne eines Vektorfehlers Gl. (8.2a) benutzt. Diese Verwirrung der Begriffe wird durch die Gleichheit von Phasen- und Vektorfehler in einer Reihe von Fällen verursacht. So gesehen ist es nur eine Frage der Terminologie. Zu beträchtlichen Fehlern kann es jedoch kommen, wenn Gl. (8.2c) allgemein dem Vektorfehler ε_V zugeordnet wird, wie z.B. in [62].

Um jedes Mißverständnis zu vermeiden, werden wir den Begriff des Phasenfehlers nicht verwenden. Wenn wir dennoch darauf zurückkommen, dann nur, um die oben aufgestellten Behauptungen zu unterstützen.[1])

Der *statische Fehler* ε_0 einer linearen Operationsschaltung ist der relative Fehler der Gleichspannungsverstärkung:

$$\varepsilon_0 = \frac{G(\mathrm{j}0) - G_I(\mathrm{j}0)}{G_I(\mathrm{j}0)} = \frac{G}{G_I}(\mathrm{j}0) - 1. \tag{8.2d}$$

Der statische Fehler ist ein Maß für die Genauigkeit der Verstärkung einer Operationsschaltung. Der statische Fehler ist gleich dem Gleichwert des Amplitudenfehlers,

$$\varepsilon_0 = \varepsilon_A(0),$$

und sein Absolutwert ist gleich dem Gleichwert des Vektorfehlers,

$$|\varepsilon_0| = \varepsilon_V(0).$$

Die Verwechslung des Vektorfehlers mit dem Amplitudenfehler führt manchmal zu Mißverständnissen, wie z.B. in [63] und [64]. Um den Unterschied zwischen dem Vektorfehler und dem Amplitudenfehler und die Beziehung zwischen beiden verständlich zu machen, ist eine Darstellung im Zeitbereich nützlich (Bild 8.3).

Im Bild bedeuten $u_{aI}(t)$ den idealen und $u_a(t)$ den tatsächlichen Verlauf des Ausgangssignals. Werden beide getrennt behandelt, so wird nur die Differenz der Amplituden beobachtet, was dem Amplitudenfehler ε_A entspricht. Der Vergleich der beiden Verläufe in Abhängigkeit von der Zeit führt zu unterschiedlichen Abweichungen. Diese Abweichungen bewegen sich in ihrer Größe von Null bis zu einem Maximalwert, der gleich der Größe der Vektordifferenz ist, was dem Vektorfehler ε_V entspricht.

[1]) Die Abwendung vom Phasenfehler bedeutet kein Ignorieren der Wirkung der Phase auf den Vektorfehler. In den Fällen, wo der Phasenfehler Bedeutung hat, stimmt er jedoch mit dem Vektorfehler überein (er ist die Ursache für den Vektorfehler), und ein neuer Begriff für die gleiche Sache ist nutzlos.

Die schraffierte Differenz der beiden Kurven ist als zeitlicher Verlauf des Zeigers $u_a - u_{aI}$ wieder eine Sinusfunktion.

Bei Beschränkung auf kleine Fehler und eine vernachlässigbare Amplitudendifferenz ergibt sich die größte momentane Abweichung beim Nulldurchgang, wo eine Linearisierung möglich ist:

$$u_{aI}(t) = U_a \omega t, \qquad u_a(t) = U_a(\omega t + \varphi).$$

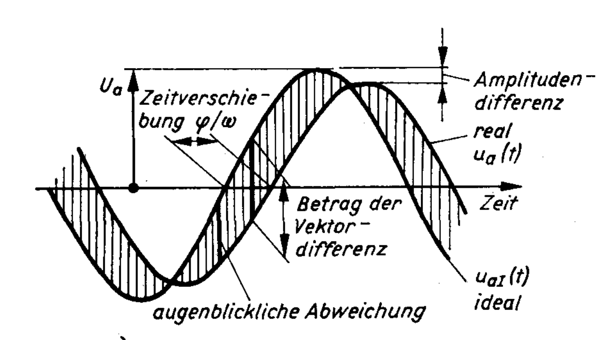


Bild 8.3
Veranschaulichung der Beziehungen zwischen Vektor-, Amplituden- und Phasenfehler im Zeitmaßstab

Die Größe der Vektordifferenz ist einfach $|u_a - u_{aI}| = U_a|\varphi|$ (die Kurven sind so dargestellt, daß die Phase negativ ist), und der Vektorfehler $\varepsilon_V = U_a|\varphi|/U_a = |\varphi|$ ist gleich dem Phasenfehler. Um eine zahlenmäßige Vorstellung zu bekommen, einem Vektorfehler von

$$\varepsilon_V = 0{,}0001 = 0{,}01\,\%$$

entspricht ein Phasenfehler von

$$|\varphi| = 0{,}0001 \text{ rad} = 0{,}0057°.$$

Die Beziehung zwischen Vektor- und Phasenfehler wird im nächsten Abschnitt noch exakter ausgedrückt.

8.1.2. Dynamische Fehler eines einpoligen Verzögerungsnetzwerkes 1. Ordnung

Bevor wir mit der Analyse der einzelnen Fehlerursachen beginnen, wollen wir die dynamischen Fehler einer Operationsschaltung mit der normierten Verstärkung G/G_I in der Form

$$\frac{G}{G_I}(jf) = \frac{1}{1 + jf/f_H} \tag{8.3}$$

untersuchen, die der Übertragungsfunktion eines einpoligen Verzögerungsnetzwerkes entspricht.

Die Frequenzabhängigkeit der idealen Verstärkung G_I interessiert uns nicht. Wir betrachten nur die Veränderung, die aus den tatsächlichen Eigenschaften der Operationsschaltung erwächst, und wir stellen diese durch eine einzige Verzögerungszeitkonstante entsprechend der oberen Frequenz f_H dar. Dieser idealisierte Fall schließt eine große Zahl praktischer Operationsschaltungen ein. Er schließt Widerstandsoperationsschaltungen erster Ordnung ein (z.B. Spannungsinverter und nichtinvertierender Verstärker), aber auch den Integrierer im Frequenzbereich $f \gg f_i/A_0$.

Die einzelnen dynamischen Fehler werden leicht aus den Definitionsgleichungen (8.2a bis 8.2c) gewonnen:[1])

$$\varepsilon_V = \frac{f/f_H}{\sqrt{1 + f^2/f_H^2}}, \tag{8.4a}$$

$$-\varepsilon_A = \frac{f^2/f_H^2}{\sqrt{1 + f^2/f_H^2}\,(1 + \sqrt{1 + f^2/f_H^2})}, \tag{8.4b}$$

$$-\varphi = \operatorname{arctg} \frac{f}{f_H}, \tag{8.4c}$$

oder

$$\varepsilon_V = \frac{f}{f_H}, \tag{8.5a}$$

$$-\varepsilon_A = \frac{1}{2}\left(\frac{f}{f_H}\right)^2, \tag{8.5b}$$

$$-\varphi = \frac{f}{f_H} = \varepsilon_V \tag{8.5c}$$

für $f \ll f_H$. Für Frequenzen unterhalb eines Zehntels der oberen Frequenz f_H, $f < f_H/10$, ist die Ungenauigkeit der Näherungsgleichungen (8.5) kleiner als 1% und daher bei der Abschätzung der Fehler ε_V, ε_A und φ nebensächlich. Bei Frequenzen nahe der oberen Frequenz f_H wachsen die dynamischen Fehler in einem solchen Maße an, daß die Operationsschaltung nutzlos wird.

Aus den Gleichungen (8.5) folgen überraschende Schlußfolgerungen:

1. Der Vektorfehler ε_V wächst proportional zur Frequenz und erreicht sogar weit unterhalb der oberen Frequenz f_H beträchtliche Werte. Ein deutliches Paradoxon entsteht. Die Funktion einer Operationsschaltung mit einem Vektorfehler ε_V von 0,01 % bei einer Frequenz f_1 erfordert eine obere Frequenz f_H von mindestens $10000 f_1$. Konkret, die Verarbeitung eines niederfrequenten Signals von 100 Hz mit einem nichtinvertierenden Verstärker mit einer Verstärkung $G_I = 10$ erfordert eine obere Frequenz f_H (identisch mit der Grenzfrequenz f_c) von mindestens 1 MHz und eine Transitfrequenz f_t des Operationsverstärkers von mindestens 10 MHz! Es kann nur sehr wenig zur Behebung dieser Diskrepanz getan werden (Abschn. 8.3.4.). Hierbei wird der allgemeine Kompromiß zwischen Geschwindigkeit und Genauigkeit vielleicht am deutlichsten.
2. Wesentlich günstigere Resultate ergibt die Beurteilung der Genauigkeit nach dem Amplitudenfehler ε_A. Um die gleiche Fehlergröße von 0,01 % bei der Frequenz f_1 zu erreichen, genügt eine obere Frequenz von $f_H = (100/\sqrt{2}) f_1 = 71 f_1$. Der gleiche nichtinvertierende Verstärker wie oben kann Signale bis zu 14 kHz mit einem Amplitudenfehler von weniger als 0,01 % verarbeiten.
3. Der Phasenfehler φ im Bogenmaß stimmt mit dem Vektorfehler ε_V überein. (Die beiden Fehler sind bis auf ihr Vorzeichen identisch. Der Vektorfehler als Größe des Differenzzeigers ist immer eine positive Zahl.)

[1]) Sollte die Berechnung der Gleichungen (8.4) irgendwelche Schwierigkeiten machen, so kann die detaillierte Ableitung der dynamischen Fehler im Abschnitt 8.3.1. als Anleitung benutzt werden.

Die letzte Feststellung folgt anschaulich aus Bild 8.4. Bei Veränderung der Frequenz von Null bis Unendlich bewegt sich der Endpunkt des Vektors der normierten Verstärkung G/G_I entsprechend Gl. (8.3) auf einem Halbkreis unter dem Vektor 1 als seinem Durchmesser. Bei niedrigen Frequenzen liegen die beiden Vektoren 1 und G/G_I nahe beieinander; der Differenzvektor $G/G_I - 1$ steht senkrecht auf diesen, und seine Länge $\varepsilon_V = |G/G_I - 1|$ kann als Bogenmaß für die Phasendrehung angesehen werden. Die Rotation des Vektors G/G_I (d.h. des Phasenfehlers φ) scheint die Hauptursache für den Vektorfehler ε_V zu sein, während die Reduzierung des Vektors G/G_I (d.h. des Amplitudenfehlers ε_A) im Vergleich dazu vernachlässigbar ist.

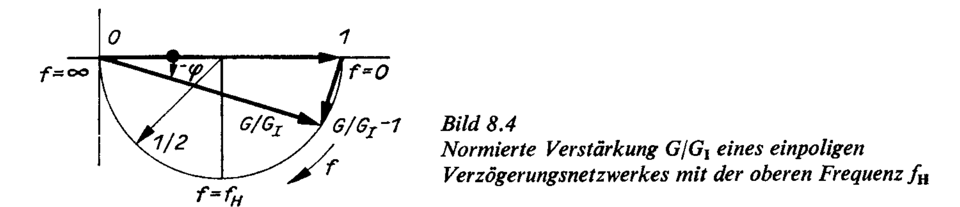


Bild 8.4
Normierte Verstärkung G/G_I eines einpoligen Verzögerungsnetzwerkes mit der oberen Frequenz f_H

Obwohl die Gln. (8.5a) und (8.5b) von einem stark vereinfachten Modell abgeleitet wurden, sind sie sehr brauchbar. In den nächsten Abschnitten werden wir uns oft darauf beziehen.

8.1.3. Wirkung des statischen Fehlers

Die vorangegangenen Schlußfolgerungen sind anschaulich, aber nur bedingt gültig. Gl. (8.3) beschreibt nicht den allgemeinen Fall, weil sie implizit die Übereinstimmung der tatsächlichen und der idealen Verstärkung bei $f = 0$ annimmt, d.h. der statische Fehler ist Null.

Eine Verallgemeinerung wird durch die Benutzung des modifizierten Ausdrucks

$$\frac{G}{G_I} = \frac{\alpha}{1 + jf/f_H}, \qquad \alpha \neq 1 \tag{8.6}$$

erreicht.

Mit einer reellen Konstanten α nahe $+1$ und für $f \ll f_H$ ergeben sich die dynamischen Fehler

$$\varepsilon_V = \sqrt{(\alpha - 1)^2 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}, \tag{8.7a}$$

$$-\varepsilon_A = 1 - \alpha + \frac{1}{2}\left(\frac{f}{f_H}\right)^2, \tag{8.7b}$$

$$-\varphi = \frac{f}{f_H}. \tag{8.7c}$$

Wir stellen fest (Bild 8.5):

1. Der Phasenfehler unterscheidet sich vom Vektorfehler. Die Differenz ist besonders bei niedrigen Frequenzen merklich.
2. Bei $f = 0$ ist der Phasenfehler Null, Vektor- und Amplitudenfehler jedoch nehmen einen (absolut) gleichen Wert an, der gleich dem statischen Fehler $|\alpha - 1|$ ist.

3. Die asymptotische logarithmische Darstellung des Vektorfehlers $\varepsilon_V(f)$ als Funktion der Frequenz besteht aus zwei Abschnitten: dem frequenzunabhängigen statischen Fehler $|\alpha - 1|$ im Bereich $f < |\alpha - 1| f_H$ und dem frequenzproportionalen dynamischen Fehler f/f_H im Bereich $f > |\alpha - 1| f_H$.

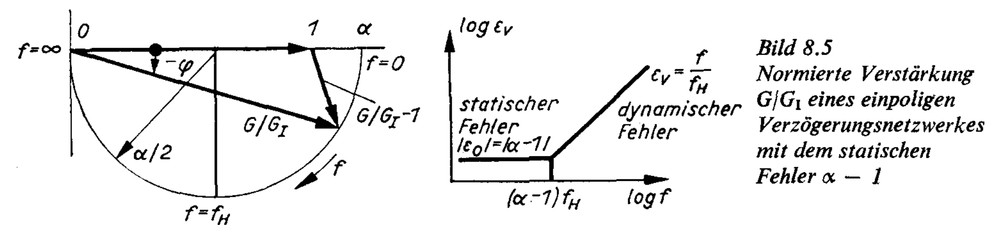


Bild 8.5
Normierte Verstärkung G/G_I eines einpoligen Verzögerungsnetzwerkes mit dem statischen Fehler $\alpha - 1$

Die Gleichkomponente $|\alpha - 1|$ des Vektor- und des Amplitudenfehlers kann in der Regel kompensiert werden. Dies ist das Wesen der Kompensation statischer Fehler (Abschn. 8.2.5.).

8.1.4. Filter 2. Ordnung

Zum vorangegangenen Beispiel kann entgegengehalten werden, daß in einer Operationsschaltung mit einem statischen Fehler der Unterschied zwischen $-\varphi$ und ε_V bei $f = 0$ selbstverständlich ist und der dynamische Vektorfehler und der Phasenfehler ohnehin übereinstimmen. Wir wenden uns deshalb einem anderen Beispiel zu.

Die normierte Verstärkung

$$\frac{G}{G_I} = \frac{1 + \mathrm{j}f/f_H}{1 + \mathrm{j}f/f_H - f^2/f_H^2} \tag{8.8}$$

mit dem statischen Fehler Null beschreibt ein spezielles Filter 2. Ordnung [65]. Im Bereich nutzbarer Frequenzen $f \ll f_H$ werden die beiden untersuchten Fehler wie folgt ausgedrückt:

$$\varepsilon_V = \left(\frac{f}{f_H}\right)^2, \tag{8.9a}$$

$$-\varphi = \left(\frac{f}{f_H}\right)^3. \tag{8.9b}$$

Zwei Punkte sind bemerkenswert:

1. Der Phasenfehler unterscheidet sich wieder vom Vektorfehler. Die Differenz wächst mit steigender Frequenz.
2. Die nachteilige lineare Frequenzabhängigkeit f/f_H des Vektorfehlers wird durch die günstigere quadratische Abhängigkeit $(f/f_H)^2$ ersetzt. [Wir haben stets den Frequenzbereich $f/f_H \ll 1$ im Sinn, in dem $(f/f_H)^2 \ll f/f_H$ gilt.] Dies ist tatsächlich eine Möglichkeit, den dynamischen Fehler zu kompensieren (Abschn. 8.3.4.).

8.2. Statische Fehler

Aus ersichtlichen Gründen beschränken wir uns auf Operationsschaltungen, deren ideale Verstärkung bei $f = 0$ einen endlichen und von Null verschiedenen Wert annimmt. Wir schließen z. B. den Millerintegrierer und den Differenzierer aus.

8.2.1. Fehler infolge der Gleichspannungsverstärkung

Die endliche Gleichspannungsverstärkung des Operationsverstärkers A_0 und der Rückkopplungsfaktor β_0 bestimmen zusammen den Fehlerfaktor

$$\frac{G}{G_\mathrm{I}}(\mathrm{j}0) = \frac{\beta_0 A_0}{1 + \beta_0 A_0}. \tag{8.10}$$

Der statische Fehler

$$\varepsilon_0 = -\frac{1}{\beta_0 A_0} \tag{8.11}$$

nach Gl. (8.2d) für $\beta_0 A_0 \gg 1$ ist gleich der inversen Gleichspannungsschleifenverstärkung. Der Zusammenhang ist einfach. Um eine Verstärkung von $G_\mathrm{I} = 100$ (d. h. $\beta_0 = 0{,}01$) mit einem statischen Fehler von 0,01 % zu realisieren, ist ein Operationsverstärker mit einer Gleichspannungsverstärkung von mindestens 10^6 erforderlich (Bild 8.6).

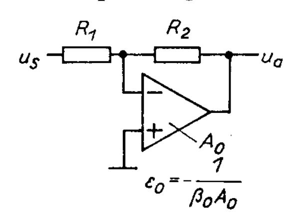


Bild 8.6. Der statische Fehler infolge der endlichen Gleichspannungsverstärkung A_0 des Operationsverstärkers ist nur bei einer großen Dämpfung im Rückkopplungswerk bemerkbar

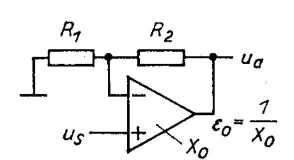


Bild 8.7. Der statische Fehler infolge der endlichen Gleichspannungsgleichtaktunterdrückung X_0 des Operationsverstärkers ist unabhängig von der Dämpfung im Rückkopplungsnetzwerk
Er spielt nur in Serienoperationsschaltungen eine Rolle

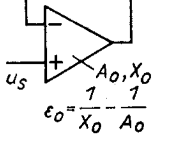


Bild 8.8. Spannungsfolger und sein statischer Fehler
Die Komponenten $1/X_0$ und $1/A_0$ heben sich im allgemeinen nicht auf

8.2.2. Fehler infolge der Gleichspannungsgleichtaktunterdrückung

Die Gleichtaktunterdrückung X_0 ist nur in den Operationsschaltungen von Bedeutung, in denen der Operationsverstärker einer Gleichtaktaussteuerung ausgesetzt wird. Die Art der Auswirkung ist von der jeweiligen Operationsschaltung abhängig, und eine allgemeine Regel ähnlich dem vorhergehenden Fall kann nicht angegeben werden.

Wir wollen den nichtinvertierenden Verstärker (Bild 8.7) betrachten. Unter der Voraussetzung eines idealen Rückkopplungsnetzwerkes (der Sinn dieser Voraussetzung wird im Abschn. 8.2.4. ersichtlich werden) gilt entsprechend Tafel III A im Tafelanhang

$$\frac{G}{G_\mathrm{I}}(\mathrm{j}0) = 1 + \frac{1}{X_0}, \tag{8.12}$$

so daß gilt:

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{X_0}. \tag{8.13}$$

Der statische Fehler der Verstärkung des nichtinvertierenden Verstärkers infolge der endlichen Gleichtaktunterdrückung X_0 ist unabhängig von der gewählten Verstärkung G_I und gleich der inversen Gleichtaktunterdrückung $1/X_0$. Neben dem Eingangswiderstand

der Operationsschaltung ist dies der zweite Faktor, der bei der Entscheidung für eine Parallel- oder eine Serienoperationsschaltung berücksichtigt werden muß. Es bereitet gewöhnlich keine Schwierigkeiten, einen Fehler von 0,01 % (X_0 = 80 dB) zu erreichen. Wird jedoch eine höhere Genauigkeit verlangt, so muß ein Instrumentationsoperationsverstärker benutzt werden. Der Anfangsfehler läßt sich durch Abgleich der Rückkopplungswiderstände kompensieren, jedoch bleibt das Problem der Linearität der Gleichtaktunterdrückung.

Der Abgleich des Spannungsfolgers (Bild 8.8) ist nicht möglich. Der statische Fehler der Verstärkung des Spannungsfolgers ist nicht zu beseitigen. Aus Interesse und weil es ganz nützlich ist, soll die Wirkung von A_0 und X_0 gleichzeitig untersucht werden. Entsprechend den Tafeln II G und III G des Tafelanhanges gilt:

$$\frac{G}{G_I}(j0) = \left(1 + \frac{1}{X_0}\right)\frac{A_0}{1 + A_0} = \frac{1 + 1/X_0}{1 + 1/A_0} \tag{8.14}$$

und folglich

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{X_0} - \frac{1}{A_0} \tag{8.15}$$

für $A_0 \gg 1$.[1])

Es scheint so, als könnten sich die Teilfehler $1/X_0$ und $1/A_0$ aufheben. Dies ist jedoch wegen der beträchtlichen Streuung der Parameter A_0 und X_0 auch für ein lineares Verhalten nicht der Fall, wobei der letztere Parameter auch noch beide Polaritäten annehmen kann.

8.2.3. Fehler infolge des Gleichtakteingangswiderstandes

Der Bereich der Operationsschaltungen, deren Verstärkung durch den Gleichtakteingangswiderstand des Operationsverstärkers beeinflußt wird, ist der gleiche, wie im Falle der Gleichtaktunterdrückung. Ein praktisches Beispiel eines Spannungsfolgers, der an eine Quelle mit von Null verschiedenem Innenwiderstand angeschlossen ist, zeigt Bild 8.9. Die normierte Verstärkung

$$\frac{G}{G_I}(j0) = \frac{R^+_{cm}}{R_s + R^+_{cm}} \tag{8.16}$$

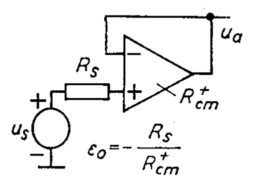


Bild 8.9
Der durch den Eingangswiderstand R^+_{cm} hervorgerufene statische Fehler der Verstärkung des Spannungsfolgers ist weniger schädlich als der Spannungsabfall $R_s I^+_b$ durch den Biasstrom I^+_b am Innenwiderstand R_s der Signalquelle

bei $A_0, X_0 = \infty$ drückt einfach die Signalteilung durch den Spannungsteiler (R_s, R^+_{cm}) aus. Der entsprechende statische Fehler

$$\varepsilon_0 = -\frac{R_s}{R^+_{cm}} \tag{8.17}$$

für $R_s \ll R^+_{cm}$ ist dem Innenwiderstand R_s der Signalquelle proportional.

[1]) Die Gl. (8.14) ist einer direkten Überprüfung wert. Die benötigten Gleichungen sind

$$\frac{G}{G_I}(j0) = \frac{u_a}{u_s}, \quad u_a = u_s + u_d \quad \text{und} \quad u_d = \frac{u_s}{X_0} - \frac{u_a}{A_0},$$

s. Gl. (2.1 a).

Weit mehr als durch diesen multiplikativen Fehler (Gl. (8.17)) wird die zulässige Größe des Innenwiderstandes R_s durch den additiven Fehler $R_s I_b^+$ begrenzt, der durch den Biasstrom des Operationsverstärkers verursacht wird (Abschn. 11.2.7.).

8.2.4. Fehler durch das Rückkopplungsnetzwerk

Das Rückkopplungsnetzwerk wird entsprechend der geforderten idealen Funktion der Operationsschaltung ausgeführt, jedoch durch Bauelemente realisiert, die ihre Idealwerte nur annähern.

Die Bauelemente des Rückkopplungsnetzwerkes sind von zweierlei Art: Funktionsbauelemente und Hilfsbauelemente.

Die *Hilfsbauelemente* führen in der Operationsschaltung Hilfsfunktionen aus: Frequenzkompensation, Nullpunkteinstellung, Begrenzung der Rauschbandbreite, Verstärkungseinstellung, Einstellung des Leistungsverbrauchs, Eingangs- und Ausgangsschutz. Bis auf einige Ausnahmen (z. B. Leckströme, Thermospannungen) ist deren Wirkung auf die Genauigkeit der Operationsschaltung zweitrangig. Es werden gewöhnliche Kohle- und Metallschichtwiderstände und Keramikkondensatoren benutzt.

Die *Funktionsbauelemente* bestimmen die ideale Operationsgleichung, und deren Unvollkommenheit bestimmt den statischen Fehler der Operationsschaltung. In allen Beispielen von Operationsschaltungen, die bisher betrachtet wurden, kamen nur Funktionsbauelemente vor.

Als Funktionsbauelemente linearer Rückkopplungsnetzwerke werden Widerstände und Kondensatoren benutzt. Diese sind in zweierlei Hinsicht unvollkommen:

- Ungenauigkeit und Instabilität des Nennwertes und
- parasitäre Effekte.

Der *Widerstand* (Tafel 8.1) ist das präziseste passive Bauelement mit dem größten Bereich realisierbarer Werte. Bei den meisten Anwendungen genügt der *Präzisionsmetallschichtwiderstand.* Nur bei anspruchsvollen Anwendungen sind *gewickelte Drahtwiderstände* (wegen der hohen Stabilität oder des niedrigen Wertes) und *Hochohmwiderstände* (bei Elektrometeranwendungen) notwendig. Bei billigen Anwendungen und bei Wechselspannungsanwendungen genügt der gewöhnliche Kohleschichtwiderstand.

Ein kompaktes äquivalentes Modell des Widerstandes ist in Bild 8.10 dargestellt [45, S. 92]. Die parasitäre *Serieninduktivität* L_R ist nur bei gewickelten niederohmigen Widerständen von Bedeutung, die parasitäre *Parallelkapazität* C_R ist bei Hochgeschwindigkeits- und Elektrometeranwendungen wichtig.

Der *Kondensator* (Tafel 8.2) führt die Dimension der Zeit in die Operationsgleichung ein.[1]) Dessen Genauigkeit und Stabilität ist ein bis zwei Größenordnungen niedriger als die des Widerstandes. Operationsschaltungen mit Kondensatoren (Integrierer, Ladungsverstärker, Differenzierer) sind weniger genau als Operationsschaltungen mit Widerständen. Neben einem großen Temperaturkoeffizienten, der in Analogrechnern die Anordnung in einem Thermostaten erfordert hat, ist die *dielektrische Absorption* der größte Nachteil des Kondensators [45, S. 93] [71]. Sie wird im Bild 8.11 vereinfacht durch die Reihenschaltung von C_A und R_A nachgebildet. Mehr als der Leckwiderstand schließt die dielektrische Absorption die Verwendung billiger Keramikkondensatoren sogar in solchen Schaltun-

[1]) Das duale Bauelement, die Spule, wird nicht verwendet, weil sie nichtlinear ist (wenn ferromagnetische Stoffe benutzt werden), weil sie beträchtliche parasitäre Effekte aufweist, weil sie empfindlich gegenüber externen elektromagnetischen Feldern ist, weil sie groß, schwer und teuer ist und weil sie in der Regel nicht greifbar ist.

Tafel 8.1. Eigenschaften von Präzisionswiderständen [45, S.91] [66] [67]

Widerstands-typ	Bereich der Nennwerte R	Toleranz	Temperatur-koeffizient	Relativer Temperatur-koeffizient*)	Zeitliche Stabilität	Relative zeitliche Stabilität*)	Funkel-rauschen	Reihen-induktivität L_R	Parallel-kapazität C_R
Metallschicht	10 Ω bis 10 MΩ	1 bis 0,001 %	50 bis 1 ppm/°C	5 bis 0,5 ppm/°C	0,01 bis 0,001 %/a	0,001 %/a	< 0,1 μV/V	0,1 μH	0,5 pF
Draht	0,1 Ω bis 1 MΩ	0,1 bis 0,001 %	10 bis 1 ppm/°C	5 bis 0,5 ppm/°C	0,01 bis 0,001 %/a	0,001 %/a	< 0,1 μV/V	0,1 bis 100 mH	1 bis 10 pF
Elektrometer	10^7 Ω bis 10^{14} Ω	20 bis 1 %	500 ppm/°C	–	0,1 %/a	–	–	0,1 μH	0,3 pF

*) Zwischen zwei Widerständen

Tafel 8.2. Eigenschaften von Präzisionskondensatoren [45, S.93] [68] [69] [70]

Kondensator-typ	Bereich der Nennwerte C	Toleranz	Temperatur-koeffizient	Zeitliche Stabilität	Zeitkonstante CR_C (25 °C)	Reihen-induktivität L_C	Verlustfaktor (1 kHz)	Dielektrische Absorption C_A/C
Polystyrol	100 pF bis 10 μF	5 bis 0,05 %	−150 ppm/°C	0,1 bis 0,01 %/a	10^6 s	0,02 μH	0,02 %	0,02 %
Teflon	100 pF bis 1 μF	20 bis 1 %	+200 ppm/°C	0,1 bis 0,01 %/a	10^6 s	0,02 μH	0,01 %	0,01 %
Mylar	10 pF bis 10 μF	20 bis 1 %	+500 ppm/°C	1 bis 5 %/a	10^5 s	0,02 μH	0,5 %	0,5 %

gen aus, wo deren beträchtliche Temperaturabhängigkeit in Kauf genommen werden könnte (Sample/Hold-Verstärker, integrierender A-D-Wandler) [72] [73].

Der gebräuchlichste Typ eines Präzisionskondensators ist der *Polystyrolkondensator*. Dessen *Leckwiderstand* R_C ist groß, und die Zeitkonstante CR_C kann bis zu 300 Stunden (zwei Wochen) bei größeren Werten von etwa 1 μF betragen. Für höhere Arbeitstemperaturen ist der *Teflonkondensator* bestimmt, in billigen Anwendungen reicht der *Mylar- oder Terylenkondensator* aus. Die *Serieninduktivität* L_C (im Grunde die Induktivität der Zuführungen) ist gewöhnlich vernachlässigbar.

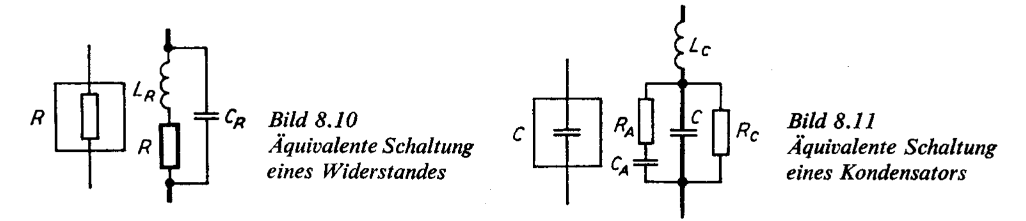


Bild 8.10 Äquivalente Schaltung eines Widerstandes

Bild 8.11 Äquivalente Schaltung eines Kondensators

Grundfehler der Verstärkung der Operationsschaltung

Ähnlich wie bei den Unvollkommenheiten der Bauelemente können auch die entsprechenden Fehler der Verstärkung der Operationsschaltung klassifiziert werden.

Die Ungenauigkeit des Nennwertes verursacht einen statischen Grundfehler, der durch eine *Toleranzanalyse* der idealen Verstärkung G_I bestimmt wird. Die Ergebnisse der Analyse sind für verschiedene Schaltungen in der Tafel IV im Anhang zusammengefaßt. Parasitäre Effekte bewirken frequenzabhängige Fehler, die im Abschnitt 8.3.4. untersucht werden.

Tafel IV im Tafelanhang erklärt sich von selbst, und es sind nur wenige Bemerkungen notwendig.

1. Die Verstärkung der homogenen Operationsschaltungen *A*, *D* und *E* hängt von dem Verhältnis der zwei Widerstände R_2/R_1 ab, und der entsprechende statische Fehler ε_0 von der Differenz ihrer relativen Fehler $\delta R_2/R_2 - \delta R_1/R_1$. Das ist für die Größe des Grundfehlers in der Regel bedeutungslos, erweist sich aber durch eine geringe Empfindlichkeit gegenüber Faktoren als günstig, die beide Widerstände gleichzeitig und gleichmäßig beeinflussen (Änderungen mit der Temperatur und mit der Zeit). Im Falle gleicher relativer Änderungen ist die Änderung des statischen Fehlers Null. Die Stabilität der Verstärkung der homogenen Operationsschaltung ist ungefähr eine Größenordnung besser als die der inhomogenen Operationsschaltung unter gleichen Bedingungen.
2. In den inhomogenen Operationsschaltungen *B* und *C* spielt der Widerstand *R* die Rolle eines Normals bei der Umwandlung einer Spannung in einen Strom und umgekehrt. Dessen Fehler und Instabilität wirken direkt.
3. Ähnliche Eigenschaften können auch bei komplizierteren Operationsschaltungen gefunden werden. Die Operationsschaltung *F* ist inhomogen, obwohl sich die Widerstände R_2 und R (oder R_2 und R_1 für $R \ll R_2$) kompensieren. Die homogene Operationsschaltung *G* ist gegenüber den Werten aller vier Widerstände unempfindlich (deren gleiche relative Änderungen kompensieren einander). Der Integrierer *H* ist zwar homogen, aber das hat keine Bedeutung für die Stabilität seiner Verstärkung, da die Änderungen des Widerstandes R_1 und des Kondensators *C* nicht korreliert sind. (Der Integrierer gehört nicht zu den Widerstandsoperationsschaltungen: dessen spezifizierter Fehler ist der Grundfehler der Verstärkung bei der Frequenz ω.)

8.2.5. Kompensation statischer Fehler

Hierbei geht es besonders um die Kompensation der von einem unvollkommenen Rückkopplungsnetzwerk verursachten statischen Fehler. Die zweite Gruppe statischer Fehler, die durch die endlichen Größen A_0, X_0 und R_{cm} hervorgerufen wird, kann am besten mit einem besseren Operationsverstärker unterdrückt werden. Das betrifft besonders unabstellbare Fehler wie die Nichtlinearität und thermische Rückkopplung innerhalb des Operationsverstärkers.

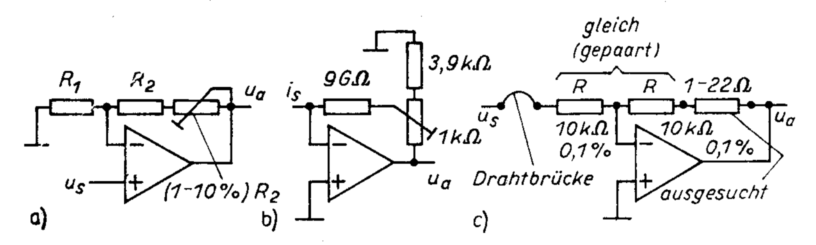


Bild 8.12. Kompensation des statischen Fehlers

a) und b) mit Hilfe eines Trimmpotentiometers; c) mit Hilfe eines kleinen ausgesuchten Widerstandes

Die Kompensation von Ungenauigkeiten der Rückkopplungswiderstände ist eine einfache Sache (Bild 8.12a). Der Widerstand R_2 wird kleiner als der Nennwert gewählt und mit einem Stellwiderstand, dessen Größe die Fehler beider Widerstände umfaßt, eingestellt. Der Abgleich selbst erfolgt aktiv durch Messen und gleichzeitiges Kompensieren des statischen Fehlers (Abschn. 8.4.1.). Ein zusätzlicher Vorteil dieser aktiven Methode ist die Kompensation der statischen Fehler $1/\beta_0 A_0$ und $1/X_0$. Die Auflösung des Abgleiches soll der geforderten Genauigkeit entsprechen. Für diesen Zweck werden nahezu ausschließlich Potentiometer mit Feintrieb benutzt. Dieses Potentiometer hat seine richtige Position zwischen dem Ausgang und R_2 (wegen externer kapazitiver Einstreuung in den Bewegungsmechanismus).

Der Spannungsteiler zur Verstärkungseinstellung des I-U-Wandlers mit einem Elektrometerwiderstand (Bild 8.12b) ist eine praktische Anwendung des T-Netzwerkes.

Jedes Abgleichmittel kann jedoch auch die Ursache von Fehlern sein. Der Schlitz des Trimmpotentiometers z. B. verführt zum Verdrehen, besonders während der erfolglosen Suche nach einem anderen Fehler. Das ist u. a. ein Grund für den Ersatz des Trimmpotentiometers durch einen ausgesuchten Widerstand nach Bild 8.12c; andere Gründe sind die Zuverlässigkeit und der Preis. Die Widerstände R eines vorgeschriebenen Nennwertes und der erforderlichen Stabilität, aber ungenügender Toleranz, werden auf der gedruckten Leiterkarte entweder durch einen Kurzschluß oder durch einen ausgesuchten kleinen Widerstand ergänzt. Das Aussuchen erfolgt wieder aktiv mit Hilfe eines Dekadenwiderstandes.

Die Frage nach dem Einsatz billiger Bauelemente, die einen individuellen Abgleich erfordern, oder nach der Anwendung von Bauelementen genügender Qualität ist von allgemeiner Bedeutung. Die Antwort ergibt sich als Kompromiß zwischen Arbeitsaufwand, Zuverlässigkeit und Kosten. Entwickler militärischer Einrichtungen gehen meist keine Kompromisse ein und verwenden Bauelemente hoher Qualität. Die Zuverlässigkeit, aber auch der Preis ihrer Produkte sind dementsprechend hoch. Es scheint so, als sei das auch der Trend bei der Entwicklung industrieller Produkte, hauptsächlich wohl wegen der ständig sinkenden Preise der Bauelemente.

8.3. Dynamische Fehler

Die dynamischen Fehler sind neben dem Offset das zweite Problem beim Entwurf von Verstärkerschaltungen. Ihre hauptsächliche Ursache ist das Absinken der Schleifenverstärkung bei höheren Frequenzen.

8.3.1. Fehler infolge der Schleifenverstärkung

Die normierte Verstärkung der Operationsschaltung behandeln wir in der Form eines Fehlerfaktors

$$\frac{G}{G_I} = \frac{\beta A}{1 + \beta A} = \frac{1}{1 + 1/\beta A}, \tag{8.18}$$

der sich nur infolge der endlichen Schleifenverstärkung βA von eins unterscheidet. Beide dynamischen Fehler (8.2a) und (8.2b) lassen sich in folgender detaillierter Form angeben:

$$\varepsilon_V = \left| \frac{1}{1 + 1/\beta A} - 1 \right| = \left| \frac{1}{1 + 1/\beta A} \right| \frac{1}{|\beta A|}, \tag{8.19a}$$

$$\varepsilon_A = \left| \frac{1}{1 + 1/\beta A} \right| - 1 = \frac{1 - |1 + 1/\beta A|}{|1 + 1/\beta A|}$$

$$= \frac{1 - |1 + 1/\beta A|^2}{|1 + 1/\beta A| \cdot (1 + |1 + 1/\beta A|)} = \frac{1 - (1 + \mathrm{Re}\, 1/\beta A)^2 - \mathrm{Im}^2\, 1/\beta A}{|1 + 1/\beta A|\,(1 + |1 + 1/\beta A|)}$$

$$= -\frac{2}{|1 + 1/\beta A|\,(1 + |1 + 1/\beta A|)} \cdot \left(\mathrm{Re}\, \frac{1}{\beta A} + \frac{1}{2\,|\beta A|^2} \right). \tag{8.19b}$$

$\mathrm{Re}\, 1/\beta A$ und $\mathrm{Im}\, 1/\beta A$ bezeichnen Real- und Imaginärteile der inversen Schleifenverstärkung $1/\beta A$.

Die Struktur der Gln. (8.19a) und (8.19b) ähnelt sehr der der vorhergehenden Gleichungen (8.4a) und (8.4b). Die Ähnlichkeit wird sogar noch auffallender, wenn man sich auf kleine Fehler, und damit auf eine große Schleifenverstärkung βA, beschränkt. Wenn $|\beta A| \gg 1$, ist die Approximation $|1 + 1/\beta A| = 1$ möglich, so daß gilt:

$$\varepsilon_V = \frac{1}{|\beta A|}, \tag{8.20a}$$

$$-\varepsilon_A = \mathrm{Re}\, \frac{1}{\beta A} + \frac{1}{2\,|\beta A|^2}. \tag{8.20b}$$

Die grafische Darstellung des Frequenzganges der Schleifenverstärkung $|\beta A|$ ist vom Abschnitt 7. her bekannt. Vor Beginn der Diskussion wollen wir die Größe der Komponente $\mathrm{Re}\, 1/\beta A$ abschätzen.

Ein Verlauf der Schleifenverstärkung $\beta A\,(jf)$ als eine komplexe Funktion der reellen Variablen f ist mit der Kurve in der komplexen Ebene im Bild 8.13 gegeben. Vorausgesetzt, in der Verstärkung βA dominiert eine einzige Verzögerungszeitkonstante, dann nähert sich diese Kurve zumindest bei den wichtigen niedrigen Frequenzen dem gestrichelten Halbkreis an. (Wir betrachten eine Operationsschaltung mit einem Gleichspannungs-

rückkopplungsfaktor ungleich Null $\beta_0 \neq 0$. Das schließt z.B. den Integrierer aus.) Der Verlauf der inversen Schleifenverstärkung $1/\beta A$ nähert sich dann der gestrichelten geraden Linie als einem inversen Abbild des Halbkreises an, und der Realteil Re $1/\beta A$ nähert sich der inversen Gleichspannungsschleifenverstärkung $1/\beta_0 A_0$,

$$\mathrm{Re}\,\frac{1}{\beta A} \approx \frac{1}{\beta_0 A_0}, \tag{8.20c}$$

wie in der detaillierten Skizze gezeigt ist.

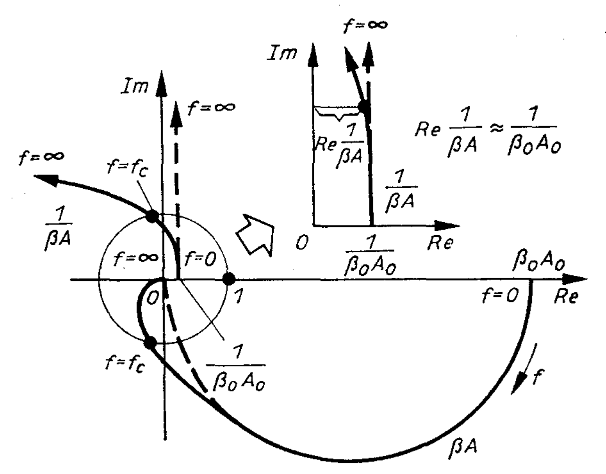


Bild 8.13
Größenabschätzung der Komponente R_e $1/\beta A$
Die aufgezeichnete Position der Punkte $\beta_0 A_0$ und 1 entspricht nicht der Wirklichkeit

Im Falle eines Operationsverstärkers mit der Standardverstärkung A, gegeben durch Gl.(7.19), und eines frequenzunabhängigen Rückkopplungsfaktors $\beta = \beta_0$, gilt Gl.(8.20c) exakt

$$\mathrm{Re}\,\frac{1}{\beta A} = \frac{1}{\beta_0 A_0},$$

weil nach Gl.(7.19) gilt:

$$\frac{1}{\beta A} = \frac{1}{\beta_0 A_0} + \mathrm{j}\,\frac{f}{\beta_0 f_t}.$$

Dieser letzte Ausdruck ist eine Gleichung der gestrichelten Geraden im Bild 8.13.

Für einen breiten Bereich von Operationsschaltungen ist also die Komponente $-\mathrm{Re}\ 1/\beta A$ des Amplitudenfehlers mit dem statischen Fehler $-1/\beta_0 A_0$ identisch und kann vernachlässigt oder kompensiert werden.

Aus den Gln.(8.19) und (8.20) ergeben sich folgende Schlußfolgerungen:

1. Der Vektorfehler $\varepsilon_V(f_1)$ bei der Frequenz f_1, verursacht durch den Frequenzabfall der Verstärkung des Operationsverstärkers, hängt weder von der Gesamtform des Frequenzganges der Schleifenverstärkung noch von ihrer Phase ab, sondern ist nur durch die Größe der konkreten Schleifenverstärkung $|\beta A(\mathrm{j}f_1)|$ bei dieser Frequenz f_1 bestimmt (s. Bild 8.14)[1]. Um den Vektorfehler ε_V in der Grenze von 0,01 % zu halten, muß die entsprechende Schleifenverstärkung $|\beta A|$ einen Wert von mindestens 80 dB

[1]) Wir betonen das, weil manchmal der Ausdruck Im $1/\beta A = -\sin(\arg \beta A)/|\beta A|$ als ein Äquivalent des Phasenfehlers im Sinne eines Vektorfehlers angegeben wird. Auch der Amplitudenfehler wird manchmal unkorrekt nur durch seinen ersten Term Re $1/\beta A = \cos(\arg \beta A)/|\beta A|$ angegeben, siehe z.B. [62].

haben. Die schraffierte Fläche kennzeichnet das *nutzbare Frequenzband* der Operationsschaltung, in dem der Vektorfehler ε_V einen vorgegebenen Wert $(\varepsilon_V)_M$ nicht überschreitet.

2. Im Fall der Operationsschaltung 1. Ordnung hat der Fehlerfaktor die Form eines Verzögerungsnetzwerkes 1. Ordnung

$$\frac{\beta A}{1 + \beta A} = \frac{1}{1 + \mathrm{j}f/f_c},$$

und die Gln. (8.20a) und (8.20b) stimmen mit den vorhergehenden Gln. (8.5a) und (8.5b) bei Einsetzen von $f_H = f_c$ überein:

$$\varepsilon_V = \frac{f}{f_c}, \tag{8.21a}$$

$$-\varepsilon_A = \frac{1}{2}\left(\frac{f}{f_c}\right)^2. \tag{8.21b}$$

Die Schlußfolgerung 1 ist nur eine andere Form der vorigen Schlußfolgerung 1 aus Abschnitt 8.1.2., formuliert in Begriffen des Frequenzbereichs.

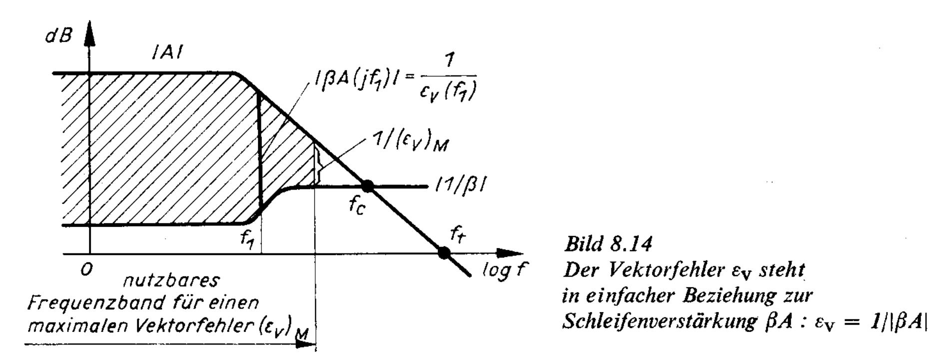


Bild 8.14
Der Vektorfehler ε_V steht in einfacher Beziehung zur Schleifenverstärkung βA : $\varepsilon_V = 1/|\beta A|$

3. Der Vektorfehler $\varepsilon_V = 1/|\beta A|$ vereinigt in einem analytischen Ausdruck die Gleichspannungskomponente $1/\beta_0 A_0$ wie auch die frequenzabhängige Komponente f/f_c und demonstriert so anschaulich das Einfügen des statischen Fehlers in den dynamischen Fehler im weiteren Sinne.
4. Die Näherungsgleichungen

$$\varepsilon_V = \frac{1}{|\beta A|} \approx \frac{f}{f_c}, \tag{8.22a}$$

$$-\varepsilon_A = \mathrm{Re}\,\frac{1}{\beta A} + \frac{1}{2\,|\beta A|^2} \approx \frac{1}{2}\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 \tag{8.22b}$$

ermöglichen eine schnelle Abschätzung der dynamischen Fehler für jede Operationsschaltung. Ein einziger Parameter ist dazu nötig: die Grenzfrequenz f_c, die sogar durch eine gemessene oder spezifizierte 3-dB-Frequenz f_{-3} angenähert sein kann. Eine etwaige detaillierte Messung des Frequenzganges $|\beta A|$ kann diese Schätzung nur präzisieren. Jedoch entsteht die Frage, ob es nicht besser wäre, direkt die Frequenzabhängigkeit der dynamischen Fehler selbst zu messen.

Da die Transitfrequenz des Operationsverstärkers ohne das Risiko der Instabilität nicht zu sehr erhöht werden kann, bietet sich eine andere Möglichkeit zur Erweiterung des nutzbaren Frequenzbandes an: die Erhöhung der Schleifenverstärkung $|\beta A|$ durch einen steileren Abfall des Frequenzganges $|A|$ (Bild 8.15). Jedoch werden wir im Abschnitt 9. sehen, daß ein so geformter Frequenzgang eines Operationsverstärkers mit der Forderung nach schnellem Einschwingen im Zeitbereich unvereinbar ist. Aus diesem Grund wird dies bei Breitband-, jedoch nicht bei Impulsverstärkern angewendet.[1])

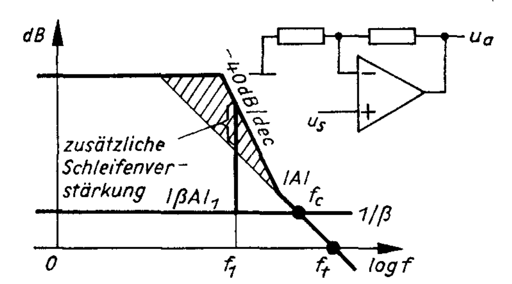


Bild 8.15
Ein steiler Frequenzabfall der Verstärkung des Operationsverstärkers im mittleren Frequenzband erhöht die Schleifenverstärkung $|\beta A|$ und reduziert den Vektorfehler ε_V, verlängert aber die Einschwingzeit

Zur Veranschaulichung zeigt Bild 8.16 die Verhältnisse entsprechend den beiden Operationsschaltungen aus den Abschnitten 7.4.1. und 7.4.3. Ein nichtinvertierender Verstärker mit der Verstärkung $G_I = 10$ (Bild 8.16a), realisiert mit einem Operationsverstärker mit $A_0 = 100000$, $f_t = 10$ MHz, kann mit einem Vektorfehler $\varepsilon_V < 0{,}1\,\%$ in einem Frequenzbereich bis zu 1 kHz arbeiten. Der gleiche Operationsverstärker, geschaltet als ein Integrierer mit der Zeitkonstante $\tau_i = 100$ µs (Bild 8.16b), integriert mit einem Vektorfehler $\varepsilon_V < 0{,}1\,\%$ in einem Frequenzbereich 16 Hz bis 10 kHz. Um diesen Grad der Genauigkeit überhaupt zu erreichen, muß die charakteristische Frequenz $f_i = 1/2\pi\tau_i$ kleiner als $\varepsilon_V f_t = f_t/1000 = 10$ kHz sein.

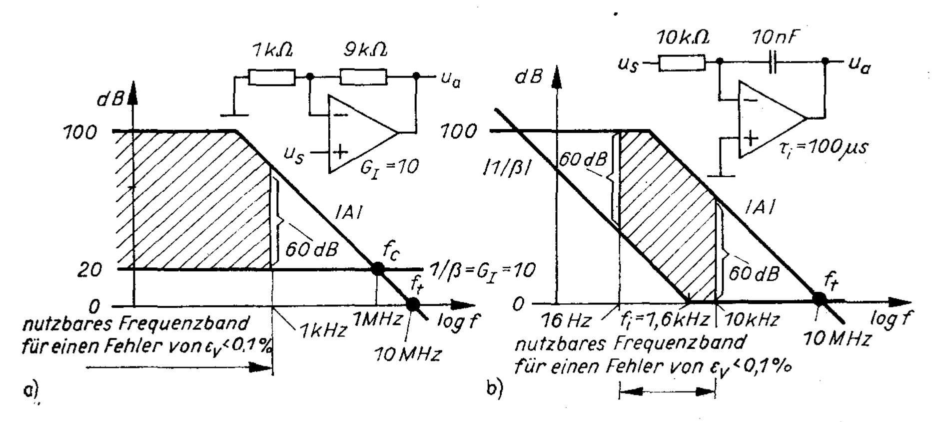


Bild 8.16. Nutzbares Frequenzband für einen maximalen Vektorfehler von $(\varepsilon_V)_M = 0{,}1\,\%$
a) des nichtinvertierenden Verstärkers; b) des Integrierers

[1]) Der steilere Frequenzabfall offenbart sich auch im Frequenzbereich in einer Resonanzüberhöhung in der Verstärkung $|G|$ (s. Abschn. 7.4.4.). Es entsteht die Frage, ob dieser Fakt nicht der Schlußfolgerung 1 über die Unabhängigkeit des Vektorfehlers von der Form des Frequenzganges $|\beta A|$ widerspricht. Das ist nicht der Fall, da die Resonanzüberhöhung, in Gl. (8.19) durch den Nenner $|1 + 1/\beta A|$ enthalten, erst in der Nähe der Grenzfrequenz f_c auftritt. Hier hat es keinen Sinn mehr, über die dynamischen Fehler zu sprechen, da die Operationsschaltung schon ihren deterministischen Charakter verloren hat. Mehr dazu im Abschnitt 13.

8.3.2. Fehler infolge der Vorwärtsübertragung

Der Einfluß der Vorwärtsübertragung bezüglich der dynamischen Fehler ist vergleichsweise leicht untersucht. Wie wir sehen werden, braucht nur der Vektorfehler betrachtet zu werden.

Die normierte Verstärkung der Operationsschaltung habe die Form

$$\frac{G}{G_I} = \left(1 + \frac{G_0}{\beta A G_I}\right) \frac{\beta A}{1 + \beta A} = \frac{\beta A + G_0/G_I}{1 + \beta A}. \tag{8.23}$$

Daraus wird

$$\varepsilon_V = \frac{1}{|\beta A|} \left| 1 - \frac{G_0}{G_I} \right| \tag{8.24}$$

für $|\beta A| \gg 1$.

Nach Vergleich mit Gl. (8.20a) findet man, daß die Korrektur der vorhergehenden Ergebnisse in der einfachen Multiplikation des Primärvektorfehlers $\varepsilon_V = 1/|\beta A|$ mit dem Faktor $|1 - G_0/G_I|$ besteht. Der dynamische Fehler infolge der Vorwärtsübertragung wird also nur dann merklich, wenn die Vorwärtsverstärkung G_0 mindestens mit der idealen Verstärkung G_I vergleichbar ist. Weil die Verstärkung G_0 immer geringer als 1 ist, kommt für uns nur ein Fall von praktischer Bedeutung vor: der schnelle Integrierer (Bild 8.17).

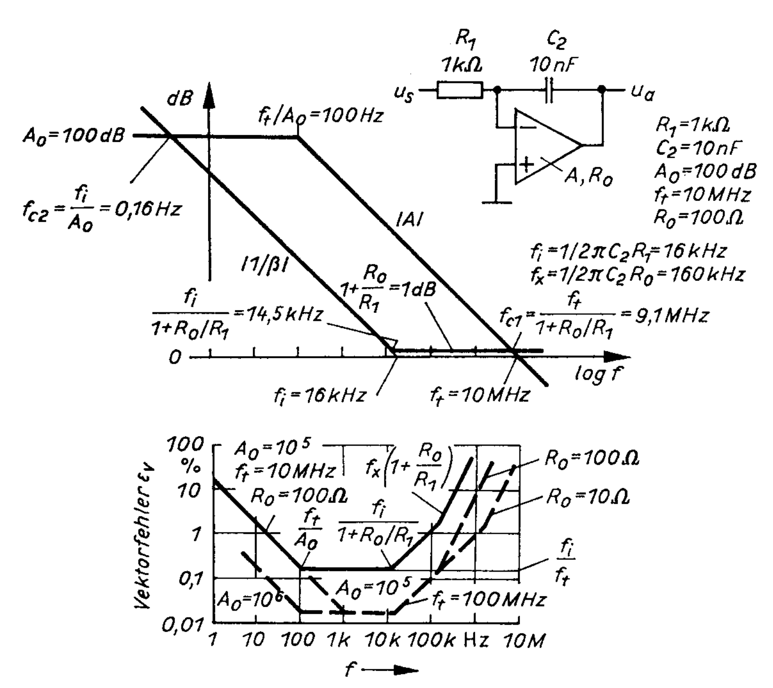


Bild 8.17. Bei niedrigen und mittleren Frequenzen entspricht der Vektorfehler eines schnellen Integrierers den Frequenzgängen von $|1/\beta|$ und $|A|$

Bei hohen Frequenzen $f > f_x(1 + R_0/R_1)$ kommt der Effekt der Vorwärtsübertragung dazu

Nach Abschnitt 7.4.5. ist

$$G_I = -\frac{f_i}{jf},$$

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_0}{R_1} + \frac{f_i}{jf},$$

$$G_0 = \beta\frac{R_0}{R_1} = \frac{jf/f_x}{1 + jf(1/f_i + 1/f_x)},$$

so daß gilt:

$$1 - \frac{G_0}{G_I} = \frac{(1 + jf/f_i)(1 + jf/f_x)}{1 + jf(1/f_i + 1/f_x)},$$

$$f_x = \frac{1}{2\pi C_2 R_0}. \tag{8.25}$$

Die Bedeutung der Vorwärtsübertragung innerhalb des nutzbaren Frequenzbandes des Integrierers hängt von der Lage der Frequenz f_x ab. Die zuvor eingeführte Frequenz f_Z der positiven Nullstelle, s. Gl. (7.39), ist das geometrische Mittel der Frequenz f_x und der Transitfrequenz f_t.

Bei einem typischen „langsamen" Integrierer (Bild 7.23a) ist die Frequenz $f_x = 1{,}6$ kHz vier Größenordnungen höher als die charakteristische Frequenz f_i und ist daher ohne Bedeutung.

Bei einem „schnellen" Integrierer (Bild 7.23b) fällt die Frequenz $f_x = 160$ kHz in den interessierenden Frequenzbereich knapp über f_i. Unter Anwendung der Beziehung

$$\frac{1}{A} = \frac{1}{A_0} + j\frac{f}{f_t}$$

und der Gl. (8.25) wird der resultierende Vektorfehler nach Gl. (8.24)

$$\varepsilon_V = \left|\frac{f_i/A_0}{jf} + \frac{f_i}{f_t} + jf\frac{1 + R_0/R_1}{f_t} + \frac{(jf)^2}{f_x f_t}\right|. \tag{8.26}$$

In der asymptotischen Darstellung im Bild 8.17 gibt es vier charakteristische Abschnitte. Unterhalb der Frequenz f_i/A_0 steigt der Vektorfehler als Folge der Annäherung an die untere Grenzfrequenz $f_{c2} = f_i/A_0$ an. Im Abschnitt zwischen f_i/A_0 und $f_i/(1 + R_0/R_1)$ verlaufen die Charakteristika $|1/\beta|$ und $|A|$ parallel; der Vektorfehler bleibt konstant und gleich f_i/f_t. Oberhalb der Frequenz $f_i/(1 + R_0/R_1)$ steigt der Vektorfehler als eine Folge der Annäherung an die obere Grenzfrequenz $f_{c1} = f_t/(1 + R_0/R_1)$ wieder an. Oberhalb der Frequenz $f_x(1 + R_0/R_1)$ schließt sich noch der Effekt der Vorwärtsübertragung an.

Die obere Begrenzung wird durch Optimierung des Operationsverstärkers in zwei Richtungen gelockert: durch Erhöhung der Transitfrequenz f_t und durch Verringerung des Ausgangswiderstandes R_0 (gestrichelte Kurven). Die untere Begrenzung wird (falls es für schnellen Integrierer wichtig ist) mit Erhöhen der Gleichspannungsverstärkung A_0 erniedrigt.

8.3.3. Fehler infolge der Gleichtakteingangskapazität

Der Spannungsfolger aus Bild 8.9 ist in das Bild 8.18 übertragen worden. Seine normierte Verstärkung

$$\left.\begin{aligned} \frac{G}{G_\text{I}} &= \frac{Z_\text{cm}^+}{R_\text{s} + Z_\text{cm}^+} = \frac{R_\text{cm}^+}{R_\text{s} + R_\text{cm}^+} \, \frac{1}{1 + \text{j}f/f_\text{s}}, \\ f_\text{s} &= \frac{1}{2\pi C_\text{cm}^+ (R_\text{s} \| R_\text{cm}^+)} \end{aligned}\right\} \tag{8.27}$$

hat die gleiche Struktur wie Gl. (8.6). Die zugehörigen Fehler sind

$$\left.\begin{aligned} \varepsilon_\text{V} &= \left| \frac{R_\text{s}}{R_\text{cm}^+} + \text{j} \frac{f}{f_\text{s}} \right|, \\ -\varepsilon_\text{A} &= \frac{R_\text{s}}{R_\text{cm}^+} + \frac{1}{2} \left(\frac{f}{f_\text{s}} \right)^2 \end{aligned}\right\} \tag{8.28}$$

für $R_\text{s} \ll R_\text{cm}^+$ und $f \ll f_\text{s}$.

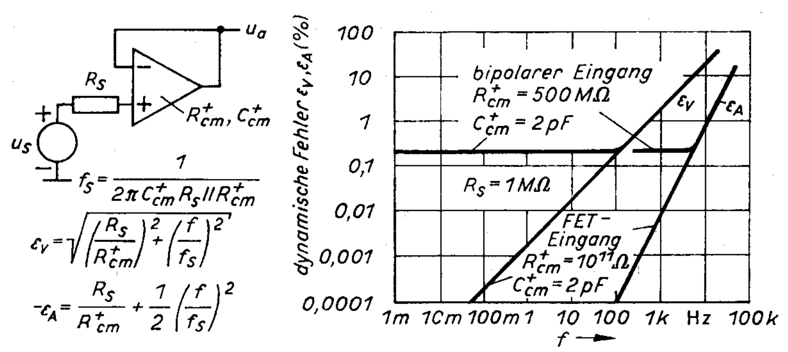


Bild 8.18. Dynamische Fehler infolge der Gleichtakteingangsimpedanz Z_cm^+

Der hohe Eingangswiderstand des Operationsverstärkers mit FET-Eingang ist nur bei niedrigen Frequenzen spürbar

Der statische Fehler R_s/R_cm^+ ist bereits vom Abschnitt 8.2.3. her bekannt. Es ist wert zu bemerken, daß der große Eingangswiderstand eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang nur bei niedrigen Frequenzen spürbar ist.

8.3.4. Kompensation dynamischer Fehler

Wir wollen uns hier auf die Kompensation von Vektorfehlern infolge parasitärer Impedanzen des Rückkopplungsnetzwerkes konzentrieren, werden aber auch auf solche Fehler eingehen, die mit dem Operationsverstärker im Zusammenhang stehen.

Spannungsinverter (Bild 8.19 a)

Der Rückkopplungskondensator wird als unerwünscht angesehen, sein Ursprung wurde aber bisher nicht betrachtet. Durch ihn verändert sich die ideale Verstärkung $G_\text{I} = -R_2/R_1$ zu

$$G = \frac{G_\text{I}}{1 + \text{j}f/f_2}, \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi C_2 R_2},$$

und der entsprechende Vektorfehler lautet für $f \ll f_2$

$$\varepsilon_V = \frac{f}{f_2}. \tag{8.29}$$

Natürlich kommt dazu noch der dynamische Fehler $1/|\beta A| = f/f_c$, der durch den Abfall der Schleifenverstärkung entsteht.

Ist $f_2 \gg f_c$, dann ist der Fehler nach Gl. (8.29), verglichen mit dem dynamischen Fehler infolge der Grenzfrequenz f_c, vernachlässigbar. Wir werden in den Abschnitten 9. und 12. sehen, daß aus verschiedenen Gründen oft gerade das Gegenteil der Fall ist und der Fehler f/f_2 dominiert. Es entsteht die Frage, wie dem begegnet werden kann. Hierfür gibt es zwei Möglichkeiten:

- Verkleinerung der Rückkopplungswiderstände und
- Kompensation.

Niedrige Werte der Rückkopplungswiderstände von 5 kΩ bis 500 Ω sind das charakteristische Merkmal von schnellen Invertern. Sollte ein niedriger Eingangswiderstand unzulässig sein, so muß ein Kompromiß gefunden werden.

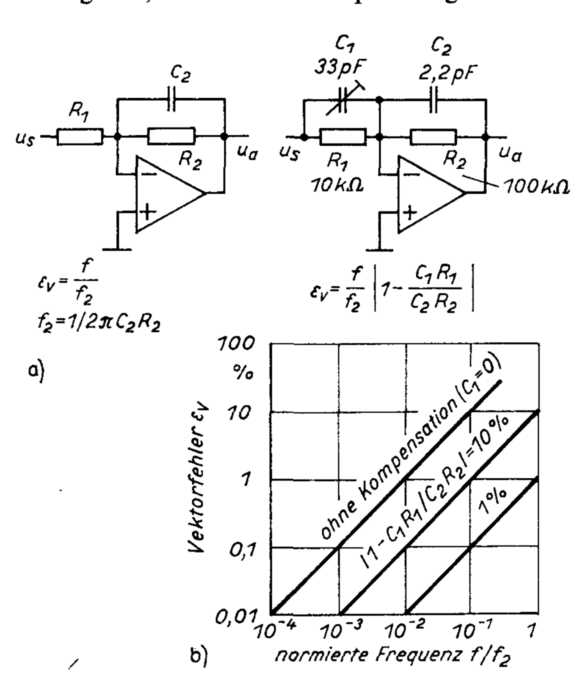


Bild 8.19
Kompensation des Vektorfehlers des Spannungsinverters, verursacht durch die Rückkopplungskapazität C_2

Die Ursache für den Fehler nach Gl. (8.29) ist der Pol $-1/C_2R_2$. Daher wird eine Abhilfe durch Einfügen einer Kompensations-Nullstelle gesucht, wie im Bild 8.19b gezeigt. Der Vektorfehler

$$\varepsilon_V = \frac{f}{f_2}\left|1 - \frac{C_1R_1}{C_2R_2}\right|$$

infolge des Kondensators C_2 kann durch Wahl gleicher Zeitkonstanten

$$C_1R_1 = C_2R_2 \tag{8.30}$$

auf Null gebracht werden.

Sind C_1 und C_2 parasitäre Kapazitäten der Widerstände R_1 und R_2, so ist Gl. (8.30) nur beim einfachen Inverter automatisch erfüllt.[1]) Bei einer anderen Verstärkung oder bei einem anderen Ursprung der parasitären Kapazitäten ist ein Trimmkondensator oder ein ausgesuchter Kondensator erforderlich. Die Stabilität der Kompensation kann unter Arbeitsbedingungen in den Grenzen 10 bis 5% gehalten und damit der ursprüngliche Vektorfehler nach Gl. (8.29) um 10- bis 20mal reduziert werden.

Die Kompensation erfolgt experimentell durch Messung des Vektorfehlers bei Aussteuerung des Inverters mit einer Frequenz dicht an der oberen Grenze des spezifizierten Signalspektrums. Auf diese Weise wird auch der mit der Grenzfrequenz f_c verbundene Fehler auskompensiert.

Sekundäreffekte machen die Kompensation frequenzabhängig. In der Praxis kann der nutzbare Bereich etwa 10fach erweitert werden.

Schneller Elektrometerverstärker

Das obige Verfahren ist nicht immer anwendbar. Ist der Widerstand R_1 variabel (z. B. ein Photowiderstand) oder gar nicht vorhanden (Stromeingang), so kann die Schaltung nach Bild 8.20 verwendet werden [74] bis [76].

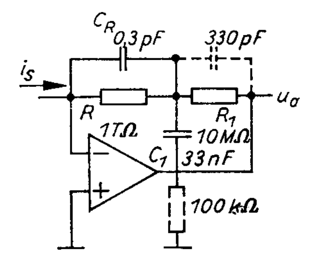


Bild 8.20. Schneller Elektrometerverstärker

Der gestrichelt gezeichnete kleine Kondensator oder Widerstand stabilisiert die Rückkopplungsschleife

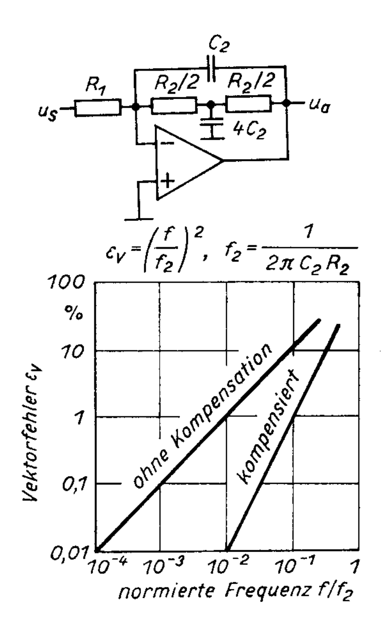


Bild 8.21
Das überbrückte T-Rückkopplungsnetzwerk kompensiert die lineare Komponente des Vektorfehlers und führt statt dessen eine weniger kritische quadratische Komponente ein

Die parasitäre Kapazität $C_R = 0{,}3$ pF des Elektrometerwiderstandes $R = 1$ TΩ reduziert die Bandbreite des dargestellten I-U-Wandlers auf $1/2\pi C_R R = 0{,}5$ Hz. Wenn das nicht akzeptabel ist, werden noch ein (relativ kleiner) Widerstand R_1 und ein Kondensator C_1 in Form eines T-Netzwerkes hinzugefügt, wodurch sich die Verstärkung der Operationsschaltung zu

$$G = -R \frac{1 + j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_R R}$$

[1]) Die parasitäre Kapazität eines Widerstandes wird eher von seiner Konstruktion als von seinem Widerstandswert bestimmt und ist für einen bestimmten Typ etwa konstant. Die Zeitkonstante eines Widerstandes ist zu seinem Wert proportional.

für $R_1 \ll R$ und $C_1 \gg C_R$ verändert. Wählt man die Zeitkonstanten gleich groß, $C_1R_1 = C_RR$, so wird die primäre Frequenzbegrenzung beseitigt, jedoch wegen des verteilten Charakters der Kapazität C nicht vollständig. Eine praktische Realisierung erfordert noch einen gestrichelt gezeichneten zusätzlichen kleinen frequenzkompensierenden Widerstand oder Kondensator.

Überbrücktes T-Netzwerk

Eine andere Möglichkeit der Kompensation des dynamischen Fehlers, der vom Rückkopplungskondensator verursacht wird, ist im Bild 8.21 gezeigt [65]. Ohne den mit $4C_2$ bezeichneten Kondensator ist die Operationsschaltung mit jener von Bild 8.19a identisch, und der Vektorfehler steigt mit Annäherung an die Frequenz $f_2 = 1/(2\pi C_2R_2)$ linear an.

Das Aufspalten des Rückkopplungswiderstandes R_2 in zwei Hälften und das Einfügen des Kondensators $4C_2$ führt eine Kompensationsnullstelle ein und ergibt einen Frequenzgang mit Resonanzverhalten

$$G = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1 + \mathrm{j}f/f_2}{1 + \mathrm{j}f/f_2 - f^2/f_2^2}$$

mit einem unterkritischen Dämpfungsverhältnis $\zeta = 0{,}5$. Die lineare Komponente des Vektorfehlers Gl. (8.29) wird dadurch auskompensiert und durch eine weniger kritische quadratische Komponente

$$\varepsilon_V = \left(\frac{f}{f_2}\right)^2 \tag{8.31}$$

ersetzt, s. Abschn. 8.1.4.

Integrierer

Die parasitäre Kapazität C_1 des Eingangswiderstandes modifiziert die Verstärkung des Integrierers nach Bild 8.22a zu

$$G = -\frac{1 + \mathrm{j}f2\pi C_1R_1}{\mathrm{j}f2\pi C_2R_1}$$

und ruft einen Vektorfehler

$$\varepsilon_V = \frac{f}{f_1} \tag{8.32}$$

hervor, wobei $f_1 = 1/(2\pi C_1R_1)$ ist. Außer der Verkleinerung von R_1 auf etwa 10 kΩ kann sehr wenig zur Einschränkung dieses Fehlers getan werden, besonders, wenn eine schnelle Integration bis zu 10 kHz mit einem Fehler von 0,1 % gefordert ist [45, S. 106].

Der Leckwiderstand R_2 des Integrierkondensators (Bild 8.22b) verursacht infolge der modifizierten Verstärkung

$$G = -\frac{1}{\mathrm{j}f2\pi C_2R_1}\,\frac{\mathrm{j}f/f_2}{1 + \mathrm{j}f/f_2}$$

einen dynamischen Fehler

$$\varepsilon_V = \frac{f_2}{f} \tag{8.33}$$

für $f \gg f_2 = 1/(2\pi C_2 R_2)$. Mit einem Polystyrolkondensator und bei Unterdrückung von Oberflächenleckströmen macht sich dieser Fehler nur in sehr langsamen Integrierern im Bereich unter 0,001 Hz bemerkbar.

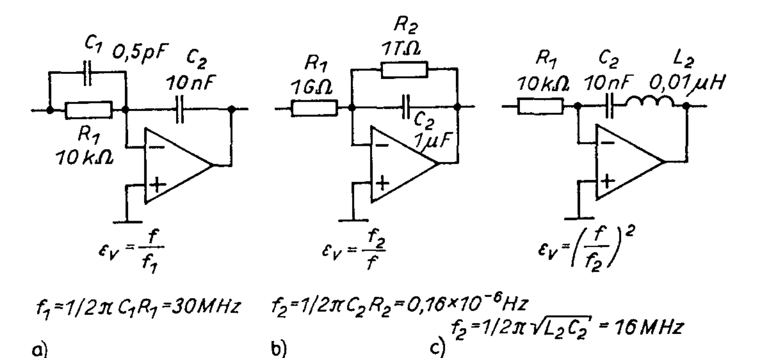


Bild 8.22. Dynamische Fehler des Integrierers verursacht durch
a) die parasitäre Kapazität C_1 des Eingangswiderstandes; b) durch den Leckwiderstand R_2 des Integrierkondensators; c) durch dessen Serieninduktivität L_2

Die Reiheninduktivität L_2 des Integrierkondensators und seiner Zuführungen (Bild 8.22c) ergibt eine Reihenresonanz bei der Frequenz $f_2 = 1/2\pi\sqrt{C_2 L_2}$:

$$G = -\frac{1 + (jf)^2/f_2^2}{jf 2\pi C_2 R_1}$$

und verursacht einen Fehler

$$\varepsilon_V = \left(\frac{f}{f_2}\right)^2 \tag{8.34}$$

bei hohen Frequenzen.

Für $L_2 = 0{,}01\ \mu\text{H}$ und $C_2 = 10\ \text{nF}$ ist $f_2 = 16\ \text{MHz}$, und der Vektorfehler nach Gl. (8.34) kann wegen seines quadratischen Charakters vernachlässigt werden, da er von dem Fehler infolge der Vorwärtsübertragung überdeckt wird.

Spannungsfolger

Eine Methode zur Neutralisierung der Streukapazität C am Eingang eines Spannungsfolgers ist im Bild 8.23 dargestellt. Um positive Rückkopplung über den Kondensator C_N zu ermöglichen, wird die Verstärkung des Spannungsfolgers mit Hilfe des Spannungsteilers (R_1, R_2) leicht über eins angehoben. Der kompensierte Zustand

$$C_N \frac{R_2}{R_1} = C$$

wird durch Abgleich des Trimmkondensators C_N oder eines der Widerstände R_1, R_2 eingestellt, vorausgesetzt, eine Veränderung der Verstärkung des Spannungsfolgers ist

akzeptabel. Mit allen parasitären Kapazitäten, die zu C beitragen (Kapazität auf der Leiterplatte, des Eingangskabels und die Eingangskapazität C_{cm}^{+} des Operationsverstärkers), kann die äquivalente Eingangskapazität des Spannungsfolgers $C_e = C - C_N R_2/R_1$ bei Betriebsbedingungen unter 0,1 pF gehalten werden. Ein unvollständig kompensierter Spannungsfolger zeigt einen Fehler

$$\varepsilon_V = \frac{f}{f_s}\left|1 - \frac{C_N R_2}{C R_1}\right| \tag{8.35}$$

für $f \ll f_s = 1/2\,\pi C R_s$.

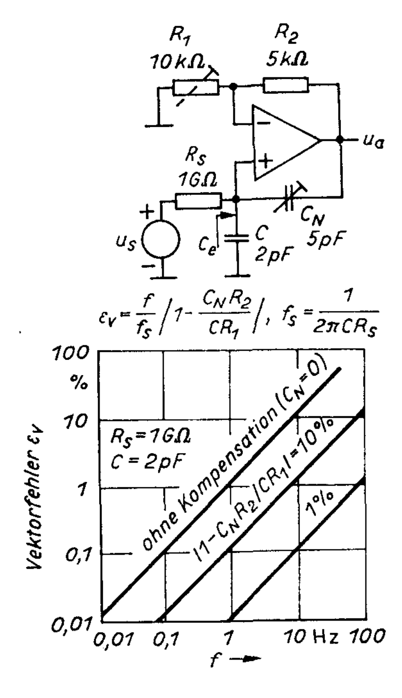


Bild 8.23
Die Neutralisierung der Eingangskapazität des Spannungsfolgers erfordert eine Erhöhung seiner Verstärkung leicht über 1 (vgl. Bild 6.26)

8.4. Messung von Fehlern

8.4.1. Messung statischer Fehler

Die Messung des statischen Fehlers einer Widerstandsoperationsschaltung bedeutet die Überprüfung seiner Grundfunktionscharakteristik: der Gleichspannungsverstärkung. Mit Hilfe eines Digitalmultimeters ist das eine einfache Aufgabe. Sorgfältig muß nur das Offset eliminiert werden, was entweder durch vorhergehenden Nullpunktabgleich oder durch Bestimmen der Verstärkung aus der Differenz zweier Meßwerte entsprechend zwei extremen Aussteuerungen geschehen kann.

8.4.2. Messung dynamischer Fehler

Eine direkte Messung der Frequenzabhängigkeit der dynamischen Fehler ist nur bei einfachen Operationsschaltungen mit Spannungseingang und Spannungsausgang möglich.

Die Messung des *Amplitudenfehlers* ε_A ist im Prinzip einfach, ihre Realisierung jedoch anspruchsvoll, weil sie ein breitbandiges Wechselspannungs-Digitalvoltmeter und einen hochstabilen Sinusgenerator erfordert. Selbst dann sind nur relativ große Fehler über 0,1 % in einem relativ schmalen Frequenzband von 10 Hz bis 10 kHz zuverlässig meßbar.

Der *Vektorfehler* ε_V wird in einer Schaltungsanordnung gemessen, die automatisch die Vektordifferenz zwischen der wirklichen und der idealen Ausgangsgröße auswertet. Wir wollen zwei Beispiele zeigen.

Die Schaltungsanordnung zur Messung des Vektorfehlers eines Spannungsinverters zeigt Bild 8.24. Zwei Präzisionswiderstände R_{N1} und R_{N2}, deren Verhältnis R_{N2}/R_{N1} gleich der vorgegebenen idealen Verstärkung G_I ist, werden zur zu testenden Operationsschaltung (R_1, R_2, C_2, Operationsverstärker und Last) hinzugefügt. Die Genauigkeit dieser Normalwiderstände ist eine Größenordnung besser als die erwartete Genauigkeit des zu testenden Inverters. Der Widerstand R_3 dient dem Abgleich der Gesamtlast $R_{N2} \| R_3$ auf den Nennwert. (Der Widerstand R_2 ist ein integraler Bestandteil des Inverters, deshalb wird er nicht in die Last einbezogen.) Das ganze wird mit einer Sinusspannung der Frequenz f ausgesteuert.

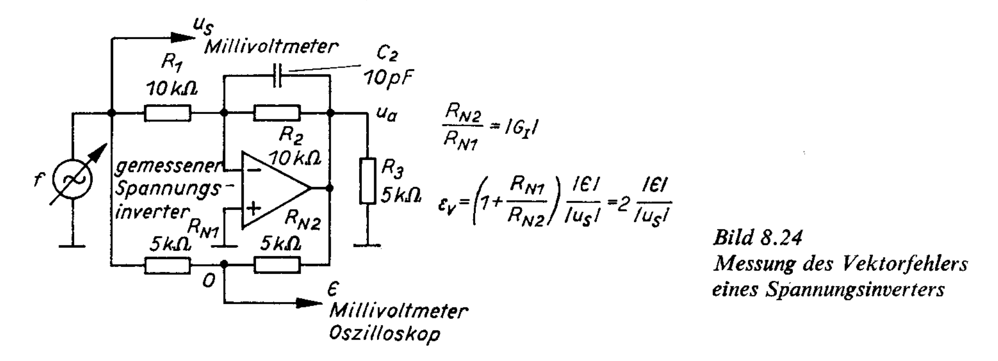


Bild 8.24
Messung des Vektorfehlers eines Spannungsinverters

Wäre der Inverter vollkommen, so würde sich der *künstliche* Summierpunkt 0 wie eine virtuelle Erde verhalten. In Wirklichkeit erscheint am Summierpunkt eine Spannung $\in$, die in gewisser Beziehung zum dynamischen Fehler steht.

Bei einer vernachlässigbaren Belastung am Summierpunkt 0 (wenn nötig, kann ein Pufferemitterfolger eingeschaltet werden) ist

$$\in = u_s \frac{R_{N2}}{R_{N1} + R_{N2}} + u_a \frac{R_{N1}}{R_{N1} + R_{N2}} = -u_s \frac{R_{N2}}{R_{N1} + R_{N2}} \left(\frac{G}{G_I} - 1 \right),$$

wobei wir mit $u_a/u_s = G$ und $-R_{N2}/R_{N1} = G_I$ die wirkliche und die ideale Verstärkung bezeichnen. Der Term innerhalb der Klammer ist der dynamische Fehler Gl.(8.1). Der gesuchte Vektorfehler $\varepsilon_V = |G/G_I - 1|$ folgt durch Bildung seines Betrages

$$\varepsilon_V = \left(1 + \frac{R_{N1}}{R_{N2}}\right) \frac{|\in|}{|u_s|}. \tag{8.36}$$

Die angedeuteten Absolutwerte sollen betonen, daß nur die Amplituden der Spannungen u_s und $\in$, mittels gewöhnlicher Wechselspannungsmillivoltmeter gemessen, für die Ermittlung des Vektorfehlers notwendig sind. Das Oszilloskop dient nur als Monitor.

Die Amplitude des Sinusgenerators wird der Frequenz angepaßt. Sie sollte groß genug sein, damit die Spannung $\in$ nicht im Rauschen untergeht, und sie sollte klein genug sein, damit der Operationsverstärker im linearen Bereich arbeitet (begrenzter Ausgangsspannungsbereich und begrenzte Slewrate). Proportionalität zwischen den Meßwerten von $|u_s|$ und $|\in|$ auch nach Verringerung der Aussteuerung auf die Hälfte ist ein zuverlässiges Kennzeichen für eine korrekte Messung.

Eine für die Messung des Vektorfehlers am nichtinvertierenden Verstärker modifizierte Schaltung zeigt Bild 8.25. Die Eingangsspannung u_s wird an den zu messenden Verstärker und an einen Hilfsinverter geführt, der die ideale Verstärkung $G_I = R_{N2}/R_{N1} + 1$ nach-

bildet. Beide Ausgangsspannungen u_a und $-G_I u_s$ werden mit Hilfe von Normalwiderständen R_N addiert, und ihre Summe ergibt die Fehlerspannung ϵ. Der Vektorfehler wird dann aus

$$\varepsilon_V = \frac{2}{R_{N2}/R_{N1} + 1} \frac{|\epsilon|}{|u_s|} \tag{8.37}$$

berechnet.

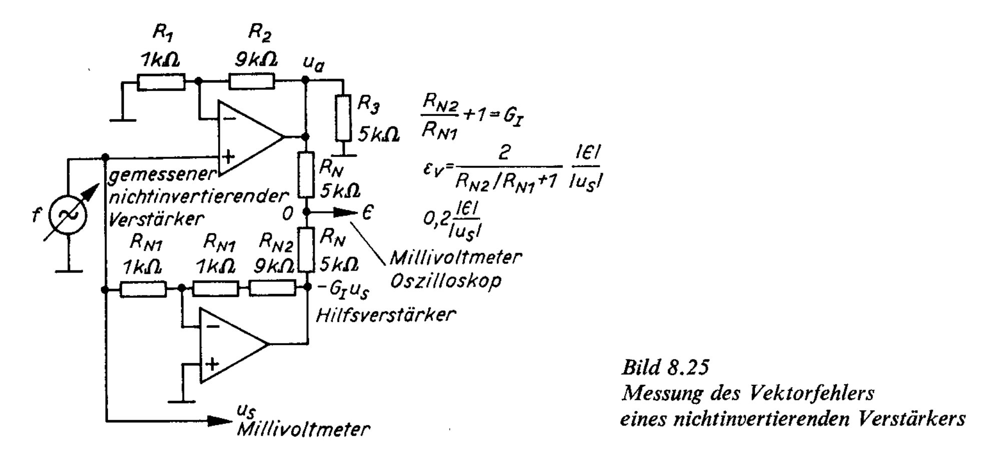


Bild 8.25
Messung des Vektorfehlers eines nichtinvertierenden Verstärkers

Die dynamischen Fehler des Hilfsinverters müssen vernachlässigbar sein. Da beide Verstärker mit etwa dem gleichen Rückkopplungsfaktor arbeiten, genügt es, für den Hilfsinverter einen Operationsverstärker mit einer zehnfachen Transitfrequenz auszuwählen.

8.5. Zusammenfassung

1. In Operationsschaltungen gibt es multiplikative und additive Fehler.
2. Der multiplikative Fehler einer linearen Operationsschaltung ist der relative Fehler seiner Verstärkung

$$\varepsilon = \frac{G}{G_I} - 1.$$

3. Der Vektorfehler

$$\varepsilon_V = \left| \frac{G}{G_I} - 1 \right|$$

bestimmt die Genauigkeit von Operationsschaltungen, die Momentanwerte allgemeiner Analogsignale verarbeiten.

4. Der Amplitudenfehler

$$\varepsilon_A = \left| \frac{G}{G_I} \right| - 1$$

bestimmt die Genauigkeit von Operationsschaltungen, die sinusförmige Signale verarbeiten und die vollständig durch deren Amplitude charakterisiert sind.

5. Der Phasenfehler

$$\varphi = \arg \frac{G}{G_I}$$

besitzt für sich selbst keine Bedeutung. Er wird oft als ein Äquivalent für den Vektorfehler (berechtigt wie auch unberechtigt) verwendet.

6. Der statische Fehler

$$\varepsilon_0 = \frac{G}{G_I}(\mathrm{j}0) - 1$$

ist der Gleichspannungswert des Amplitudenfehlers und (absolut genommen) des Vektorfehlers.

7. Der infolge der endlichen Gleichspannungsschleifenverstärkung $\beta_0 A_0$ entstehende statische Fehler

$$\varepsilon_0 = -\frac{1}{\beta_0 A_0}$$

ist gewöhnlich unbedeutend im Vergleich zur Nichtlinearität der Verstärkung, die durch Temperatureffekte innerhalb des Operationsverstärkers verursacht wird.

8. Der statische Fehler infolge der endlichen Gleichspannungs-Gleichtaktunterdrükkung X_0

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{X_0}$$

ist ein Faktor, der die Genauigkeit vom Innenwiderstand der Signalquelle einschränkt.

9. Der statische Fehler einer Serienoperationsschaltung infolge des endlichen Gleichtakteingangswiderstandes R_{cm}^+

$$\varepsilon_0 = -\frac{R_s}{R_{cm}^+}$$

ist gewöhnlich vernachlässigbar im Vergleich zu dem additiven Fehler, der durch den Eingangsbiasstrom I_b^+ über dem Signalquelleninnenwiderstand R_s verursacht wird.

10. Der Widerstand ist das genaueste passive Bauelement. Der Wert des Widerstandes R und besonders das Verhältnis von zwei Widerstandswerten R_2/R_1 ist der stabilste Parameter eines Rückkopplungsnetzwerkes. Ein universell anwendbarer Typ ist der Metallfilmwiderstand (Tafel 8.1).
11. Der Kondensator hat den Nachteil einer beträchtlichen Temperaturabhängigkeit und dielektrischer Absorption. Der meistverwendete Typ eines genauen Kondensators ist der Polystyrolkondensator (Tafel 8.2).
12. Der durch die Ungenauigkeit der Elemente des Rückkopplungsnetzwerkes verursachte statische Fehler wird durch die Toleranzanalyse der idealen Verstärkung bestimmt (Tafel IV im Tafelanhang).
13. Der statische Fehler einer Operationsschaltung wird mit einem Einstellwiderstand mit Feinantrieb oder mit einem ausgewählten Widerstand kompensiert.

14. Die infolge der endlichen Schleifenverstärkung βA entstehenden Vektor- und Amplitudenfehler haben die Größe

$$\varepsilon_V = \frac{1}{|\beta A|},$$

$$-\varepsilon_A = \mathrm{Re}\,\frac{1}{\beta A} + \frac{1}{2\,|\beta A|^2} \approx \frac{1}{\beta_0 A_0} + \frac{1}{2\,|\beta A|^2}.$$

15. Der dynamische Vektor- und der dynamische Amplitudenfehler einer Operationsschaltung 1. Ordnung mit einer Grenzfrequenz f_c, verursacht durch einen Frequenzabfall in der Schleifenverstärkung $|\beta A|$, haben die Größe

$$\varepsilon_V = \frac{f}{f_c},$$

$$-\varepsilon_A = \frac{1}{2}\left(\frac{f}{f_c}\right)^2.$$

In der Widerstandsoperationsschaltung (G_I konstant) kann die Grenzfrequenz f_c durch die 3-dB-Frequenz f_{-3} ersetzt werden.

16. Die vorstehenden Beziehungen sind für die grobe Abschätzung von dynamischen Fehlern brauchbar, die infolge des Abfalls der Schleifenverstärkung $|\beta A|$ über der Frequenz in jeder Operationsschaltung entstehen.
17. Mit Ausnahme des schnellen Integrierers ist die Wirkung der Vorwärtsübertragung auf die dynamischen Fehler einer Operationsschaltung vernachlässigbar.
18. Die dynamischen Fehler infolge der Gleichtakteingangskapazität C^+_{cm} eines bipolaren und eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang sind gleich.
19. Einige dynamische Fehler, die von parasitären Impedanzen des Rückkopplungsnetzwerkes verursacht werden, lassen sich kompensieren.

9. Dynamische Fehler im Zeitbereich

Die Analyse dynamischer Fehler im Frequenzbereich erbrachte zwar Ergebnisse in knapper Form, es gibt jedoch einen guten Grund dafür, auf die Frage der dynamischen Fehler der Operationsschaltung zurückzukommen, da der vorangegangene Abschnitt keine direkte Antwort auf zwei einfache Fragen gab:

1. Wie lange braucht die Operationsschaltung, um nach einer sprunghaften Aussteuerung in einen neuen Gleichgewichtszustand einzuschwingen *(Einschwingzeit)*?
2. Wie groß ist der Fehler einer Operationsschaltung bei Aussteuerung mit einer Rampenfunktion *(Geschwindigkeitsfehler)*?

Aus der Formulierung der Fragen ist zu erkennen, daß die Antwort in Begriffen von Signal und Zeit verlangt wird, d. h., sie ist im Zeitbereich zu suchen. Zugestandenermaßen wird die Zeitanalyse einer Operationsschaltung nicht eine solche formale Einfachheit erreichen, wie sie die Beziehung von Vektorfehler und Schleifenverstärkung im vorangegangenen Abschnitt darstellt. Im Gegenteil, die praktischen Berechnungsschwierigkeiten werden die Vereinfachung der Realität zu einigen anschaulichen Beispielen erzwingen.

Der Zweck dieser Untersuchung wird ein doppelter sein: Bestimmung der Einschwingzeit der Operationsschaltung bei Impulsbetrieb und Begreifen feiner Abweichungen des Frequenzganges $|A\,(jf)|$ von der Standardform entsprechend Gl. (2.7a).

9.1. Einschwingzeit der Operationsschaltung

Die Impulsaussteuerung eines Operationsverstärkers als Spannungsfolger ist sein Wahrheitstest. Zwei auf den ersten Blick ähnliche Operationsverstärker (mit gleicher Transitfrequenz und gleicher Slewrate) verhalten sich völlig unterschiedlich. Der eine nimmt seinen neuen Zustand glatt und schnell ein, während dies bei dem anderen von Überschwingen, Unterschwingen oder gedämpften Oszillationen begleitet ist. Worin besteht der Unterschied, der unserer Aufmerksamkeit entgangen ist?

Wir werden die Antwort Schritt für Schritt suchen. Bevor wir uns jedoch in Berechnungen verstricken, stellen wir folgendes fest. Die Einschwingzeit der Operationsschaltung kann nicht aus der bloßen Kenntnis der Transitfrequenz f_t, der idealen Verstärkung G_I und der maximalen Slewrate S abgeleitet werden. Diese drei Parameter liefern bestenfalls eine Abschätzung ihrer unteren Grenze (den Minimalwert). Die Faktoren, die eine einfache mathematische Voraussage verhindern, sind das Frequenzpaar (Abschn. 9.2.), parasitäre Reaktanzen der Operationsschaltung (Abschn. 9.3.) und die kapazitive Belastung (Abschn. 13.1.6.).

9.1.1. Exponentielle Sprungantwort

Der nichtinvertierende Verstärker nach Bild 9.1 dient als Ausgangspunkt. Seine idealisierte Sprungantwort $u_a(t)$ verläuft entsprechend einem einzigen realen Parameter des

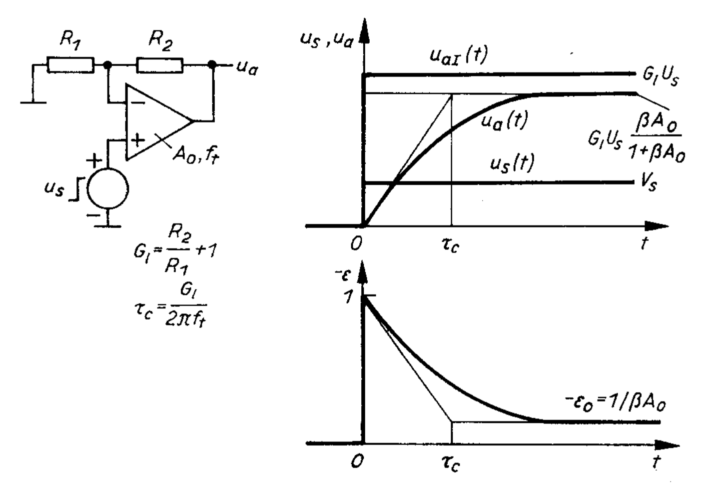


Bild 9.1
Die idealisierte Sprungantwort des nichtinvertierenden Operationsverstärkers ist eine Exponentialfunktion

Operationsverstärkers, der Verstärkung A in der Form der Gl. (2.7 a) nach Abschnitt 7.4.1. nach einer Exponentialfunktion mit der Zeitkonstanten τ_c:

$$u_a(t) = G_I \frac{\beta A_0}{1 + \beta A_0} U_s (1 - e^{-t/\tau_c}).$$

Der Ausgangsspannungsfehler

$$\varepsilon(t) = \frac{u_a(t) - u_{aI}}{u_{aI}}, \tag{9.1}$$

bezogen auf den idealen Wert $u_{aI} = G_I U_s$, verringert sich gleichfalls exponentiell:

$$\varepsilon(t) = -\frac{1}{1 + \beta A_0} - \frac{\beta A_0}{1 + \beta A_0} e^{-t/\tau_c}.$$

Der erste Term

$$\varepsilon_0 = -\frac{1}{1 + \beta A_0}$$

verkörpert den Fehler des eingeschwungenen Zustandes und ist damit gleich dem statischen Fehler der Verstärkung nach Gl.(8.11). Ist A_0 groß, oder wird sein endlicher Wert durch Abgleich des Rückkopplungsnetzwerkes berücksichtigt, so gilt

$$\varepsilon(t) = -e^{-t/\tau_c}.$$

Im gesamten Abschnitt 9. werden wir den statischen Fehler ignorieren und $A_0 = \infty$ annehmen.

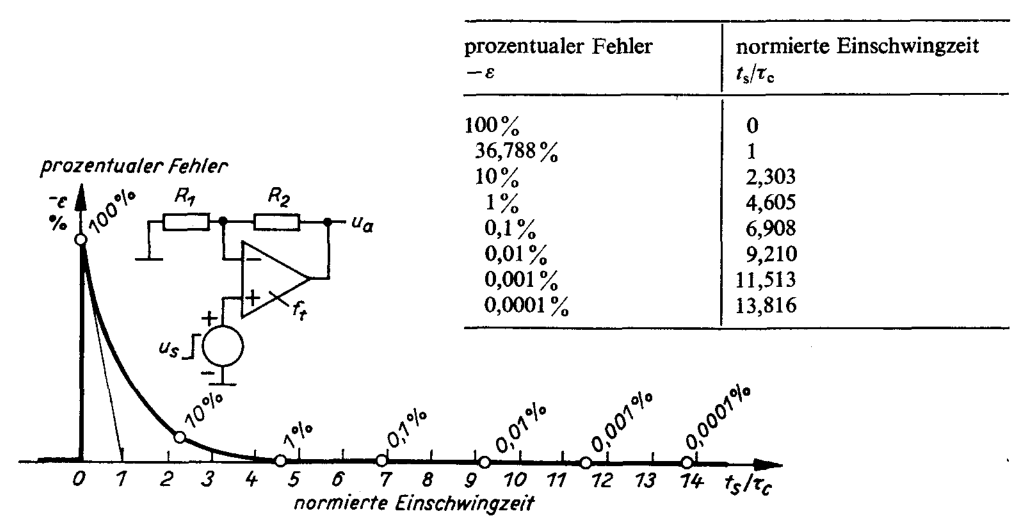
Mit dieser Vereinfachung ist die Einschwingzeit eines nichtinvertierenden Verstärkers auf den Fehler ε:

$$t_s = \tau_c \ln\left(-\frac{1}{\varepsilon}\right) = 2{,}3\tau_c \log\left(-\frac{1}{\varepsilon}\right),$$

$$\tau_c = \frac{1}{2\pi f_c} = \frac{G_I}{2\pi f_t}, \tag{9.2}$$

$$G_I = \frac{R_2}{R_1} + 1.$$

Nach jedem Zeitintervall $\tau_c \ln 10 = 2{,}303\tau_c$ verringert sich der dynamische Fehler um eine Größenordnung (Bild 9.2). Es werden ungefähr $9\tau_c$ benötigt, damit der Fehler ε unter 0,01 % absinkt. Man macht keinen allzu großen Fehler, wenn man die Operationsschaltung nach zehn Zeitkonstanten τ_c als eingeschwungen ansieht.



prozentualer Fehler $-\varepsilon$	normierte Einschwingzeit t_s/τ_c
100 %	0
36,788 %	1
10 %	2,303
1 %	4,605
0,1 %	6,908
0,01 %	9,210
0,001 %	11,513
0,0001 %	13,816

Bild 9.2. Bei Vernachlässigung des statischen Fehlers nähert sich der dynamische Fehler ε mit einer Geschwindigkeit von einer Dekade pro 2,3 Zeitkonstanten τ_c dem Wert Null

Wenn wir uns mit der Tatsache abfinden, daß die ideale Operationsgleichung $u_a(t) = G_I u_s(t)$ bei Impulsaussteuerung (während des Einschwingvorganges) nicht anwendbar ist, so stellt der exponentielle Einschwingvorgang ein Ersatzideal dar, auf das wir als ein gewünschtes Modell zurückgreifen werden.

Um dessen Erreichbarkeit zu überprüfen, nehmen wir den Operationsverstärker µA 741 mit einer Transitfrequenz $f_t = 1$ MHz, der als Spannungsfolger geschaltet wird, $G_I = 1$. Gemäß Gl. (9.2) wird $\tau_c = 1/2\pi f_t = 0{,}16$ µs, und der Spannungsfolger müßte in $t_s = 1{,}5$ µs mit einem dynamischen Fehler von weniger als 1 mV auf den Pegel $U_s = 10$ V einschwingen. Ein flüchtiger Blick auf Tafel 4.1 zeigt, daß diese Voraussage zu optimistisch ist. Die Realität ist um mehr als eine Größenordnung schlechter. Wir haben etwas wesentliches übersehen.

9.1.2. Effekt der maximalen Slewrate

Versuchen wir, die Anfangssteigung $(\mathrm{d}u_a/\mathrm{d}t)_0$ der angenommenen exponentiellen Antwort zu berechnen:

$$\left(\frac{\mathrm{d}u_a}{\mathrm{d}t}\right)_0 = \frac{U_s}{\tau_c} = 2\pi f_c U_s .$$

Für den betrachteten Spannungsfolger ist $(\mathrm{d}u_a/\mathrm{d}t)_0 = 63$ V/µs. Die Ursache für den Widerspruch ist klar. Die Anfangssteigung übersteigt die Fähigkeit des Operationsverstärkers µA 741 um mehr als zwei Größenordnungen. Der Operationsverstärker verbraucht in Wirklichkeit einen großen Teil der Einschwingzeit zum Umstellen seines Aus-

gangs in die Nähe des eingeschwungenen Zustandes mit einer Steigung von $S = 0{,}5$ V/µs, und erst der Rest schwingt exponentiell ein.

Die Ursache für die Deformation der Sprungantwort liegt im nichtlinearen Verhalten der Eingangsstufe des Operationsverstärkers, die durch eine große Differenzspannung, beginnend mit $u_d = U_s = 10$ V, übersteuert wird. Jeder Operationsverstärker, sogar der spezielle Impulsverstärker, gerät in diesen Zustand, wenn die Amplitude des Eingangssprunges groß genug ist.

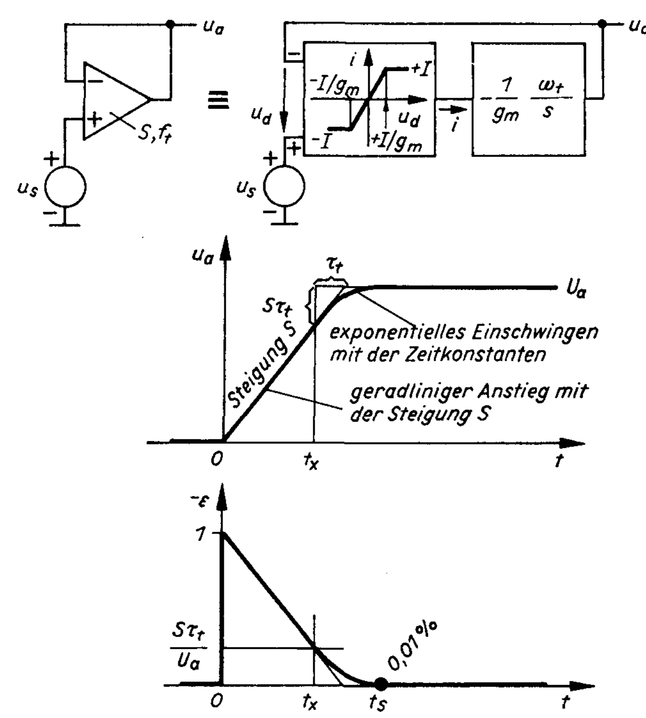


Bild 9.3
Wirkung der maximalen Slewrate
Der geradlinige Abschnitt mit der Steigung S endet eine Zeitkonstante, bevor die Ausgangsspannung den stabilen Endwert $U_a = U_s$ annehmen würde. Der verbleibende Abschnitt $S\tau_t$ schwingt exponentiell mit der Zeitkonstanten τ_t ein

Vorläufig bleiben wir beim Spannungsfolger (Bild 9.3). Die nichtlineare Übertragungskennlinie $i(u_d)$ der Eingangsstufe wird durch drei linearisierte Abschnitte angenähert:

$$i = g_m u_d \quad \text{für} \quad |u_d| \leqslant I/g_m,$$

$$i = +I \quad \text{für} \quad u_d > I/g_m,$$

$$i = -I \quad \text{für} \quad u_d < -I/g_m.$$

g_m ist die Steilheit der Eingangsstufe bei kleinen Signalen, $\pm I$ ist der maximale Ausgangsstrom der Eingangsstufe bei großen Signalen. Die Verstärkung der Ausgangsstufe $-\omega_t/g_m s$ ist so normiert, daß die gesamte Verstärkung des Operationsverstärkers im linearen Bereich mit der angenommenen Standardform

$$A = \frac{\omega_t}{s} \tag{9.3}$$

identisch ist.

Der im Bild 3.19a dargestellte Operationsverstärker dient als physikalische Basis für dieses Modell.

Die Berechnung der Sprungantwort erfolgt in zwei Phasen. In der ersten Phase nach Anlegen eines positiven Eingangssprungs wird die Eingangsstufe durch eine große negative Differenzspannung übersteuert, und deren Ausgangsstrom $i = -I$ ist konstant, unabhängig von u_d. Der Operationsverstärker reagiert ohne Rückkopplung, und die Ausgangsspannung steigt geradlinig an:

$$u_a(t) = \frac{\omega_t I}{g_m} t = St. \tag{9.4a}$$

In der letzten Gleichung haben wir abgekürzt

$$S = \frac{\omega_t I}{g_m} \tag{9.5}$$

als die maximale Ausgangsslewrate bezeichnet.

Die erste Phase endet zur Zeit t_x, bei der die Differenzeingangsspannung u_d die Grenze des linearen Bereiches erreicht:

$$u_d = -\frac{I}{g_m} = u_a(t_x) - U_s = St_x - U_s,$$

oder

$$t_x = \frac{U_s}{S} - \frac{I}{g_m S} = \frac{U_s}{S} - \tau_t \tag{9.6}$$

gemäß Gl. (9.5). Die erste Phase endet eine Zeitkonstante τ_t vor dem Punkt, an dem die mit der Steigung S anwachsende Ausgangsspannung u_a den stabilen Endwert $U_a = U_s$ erreichen würde.

Die Eingangsstufe tritt wieder in den linearen Bereich ein, und die Rückkopplungsschleife wird aktiv geschlossen. Wir kennen den Zeitverlauf der Ausgangsspannung $u_a(t)$ während dieser zweiten Phase aus dem vorhergehenden Abschnitt. Es ist eine Exponentialfunktion

$$u_a(t) = U_s - S\tau_t \, e^{-(t-t_x)/\tau_t}, \tag{9.4b}$$

die den fehlenden Teil $S\tau_t$ ergänzt (Bild 9.3). Die beiden Zeitverläufe der Gln. (9.4a) und (9.4b) gehen mit der gleichen Steigung S stetig ineinander über.

Man kann sich leicht überzeugen, daß in der Anordnung entsprechend Bild 3.19a die Größe des exponentiellen Teils des Einschwingvorganges $S\tau_t = I/g_m$ gleich der doppelten stromnormierten Steilheit der Eingangsstufe ist:

$$\frac{I}{g_m} = \frac{2}{\gamma_m}. \tag{9.7}$$

Die Größe des exponentiellen Teils des Einschwingvorganges ist daher bei einer einfachen bipolaren Eingangsstufe ungefähr 50 mV, 660 mV bei einer FET-Eingangsstufe im optimalen Arbeitspunkt und 100 mV bei der zusammengesetzten Eingangsstufe des Operationsverstärkers µA 741. Nach Einfügen der Emittergegenkopplung im Bild 3.19c kann der exponentielle Teil des Einschwingvorganges bis auf einige Volt anwachsen.

Der zeitliche Verlauf des dynamischen Fehlers ist gegeben zu

$$-\varepsilon = 1 - \frac{S}{U_s} t \quad \text{für} \quad 0 \leqq t \leqq t_x$$

und

$$-\varepsilon = \frac{S\tau_t}{U_s}\, e^{-(t-t_x)/\tau_t} \quad \text{für} \quad t > t_x = \frac{U_s}{S} - \tau_t .$$

Der Einschwingvorgang auf einen zulässigen Fehler $-\varepsilon$ innerhalb des exponentiellen Teils erfolgt in der Zeit

$$t_s = \frac{U_s}{S} - \tau_t + 2{,}3\tau_t \log\left(-\frac{S\tau_t}{\varepsilon U_s}\right). \tag{9.8}$$

Zur Veranschaulichung betrachten wir wieder den Operationsverstärker µA 741 ($S = 0{,}5$ V/µs, $\tau_t = 0{,}16$ µs). Zu einem Sprung $U_s = 10$ V und einem Fehler $-\varepsilon = 0{,}01\,\%$ gehören die Zeiten $t_x = 20$ µs $- 0{,}16$ µs $= 19{,}8$ µs und $t_s = 19{,}8$ µs $+ 0{,}7$ µs $= 20{,}5$ µs. Die gesamte Einschwingzeit $t_s = 20{,}5$ µs besteht zum großen Teil aus einem Beitrag infolge der maximalen Slewrate S und bloß zu einem geringen Teil aus einem Beitrag infolge der Transitfrequenz f_t. Von diesem Standpunkt aus gesehen erscheint der Operationsverstärker µA 741 als ziemlich unausgewogen.

9.1.3. Wirkung der Verstärkung der Operationsschaltung

Nun wollen wir die Veränderung betrachten, die mit dem Ansteigen der Verstärkung der Operationsschaltung von 1 auf den Wert G_I verbunden ist (Bild 9.4).

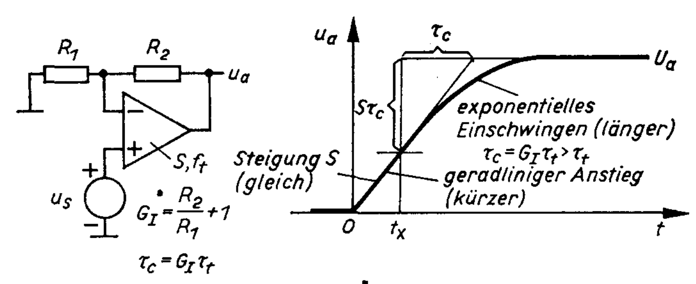


Bild 9.4. Eine Erhöhung der Verstärkung auf G_I und eine entsprechende Verringerung des Eingangssprunges auf $U_s = U_a/G_I$ bewirken eine Verkürzung des geradlinigen Abschnitts und eine Verlängerung des exponentiellen Abschnitts

Die erste Änderung betrifft den Eingangssprung U_s. Für die gleiche eingeschwungene Ausgangsspannung U_a ist dessen Größe G_I-mal kleiner als beim Spannungsfolger, ist jedoch immer noch groß genug, den Operationsverstärker zur Eingangsübersteuerung zu bringen. Der anfängliche geradlinige Abschnitt hat die gleiche Steigung S, gegeben durch Gl. (9.5), er endet jedoch früher – um eine Zeitkonstante τ_c der Operationsschaltung, bevor der Wert U_a erreicht würde:

$$t_x = \frac{U_a}{S} - \tau_c ,$$

wobei $\tau_c = G_I\tau_t > \tau_t$ ist. Diese größere Zeitkonstante τ_c beherrscht auch den zweiten exponentiellen Abschnitt der Sprungantwort. Der Ausdruck für die Einschwingzeit

$$t_s = \frac{U_a}{S} - \tau_c + 2{,}3\tau_c \log\left(-\frac{S\tau_c}{\varepsilon U_a}\right) \tag{9.9}$$

hat die gleiche Form wie Gl. (9.8), aber die Größenverhältnisse seiner Komponenten haben sich verändert. Mit den gleichen Daten wie zuvor, aber $G_I = 10$, gilt: $\tau_c = 1{,}6\,\mu s$, $t_x = 20\,\mu s - 1{,}6\,\mu s = 18{,}4\,\mu s$ und $t_s = 18{,}4\,\mu s + 10{,}7\,\mu s = 29{,}1\,\mu s$. Der auffallende Unterschied zwischen der Dauer des geradlinigen und des exponentiellen Abschnitts ist beinahe verschwunden.

Bei weiterer Erhöhung der Verstärkung oder Verringerung des Eingangssprunges kann es passieren, daß die Eingangsstufe im linearen Bereich verbleibt. Der geradlinige Abschnitt verschwindet dann vollständig, und das Einschwingen erfolgt von Beginn an exponentiell und mit einer großen Zeitkonstanten τ_c gemäß Gl. (9.2),

$$t_s = 2{,}3\tau_c \log\left(-\frac{1}{\varepsilon}\right). \tag{9.10}$$

So schwingt der Verstärker bei $G_I = 1000$ und $\tau_c = 160\,\mu s$ innerhalb von $t_s = 1{,}5$ ms auf einen Fehler von 0,01 % ein.

9.2. Frequenzpaar

Im Abschnitt 9.1.2. haben wir erkannt, daß eine niedrige Slewrate der hauptsächlich begrenzende Faktor für die Einschwingzeit eines Universaloperationsverstärkers ist. Deshalb erwarten wir von einem schnellen Verstärker mit z. B. $S = 100\,V/\mu s$, $f_t = 10$ MHz und $\tau_t = 16$ ns eine wesentliche Verbesserung. Als Spannungsfolger sollte er bei einer Aussteuerung mit einem Spannungssprung von 10 V in $t_s = 84\,ns + 81\,ns = 165$ ns gemäß Gleichung (9.8) auf einen Fehler von 0,01 % einschwingen. Der Vergleich mit den Daten des Operationsverstärkers WSH 217 in Tafel 4.1 zeigt wieder eine Diskrepanz. Die Suche nach einer Erklärung dieser Diskrepanz wird uns zu interessanten Schlußfolgerungen bez. der Bedeutung feiner Verformungen des Frequenzganges $|A\,(jf)|$ führen. Wir werden uns auf eine lineare Analyse beschränken.

9.2.1. Qualitative Erklärung des langen Nachlaufs

Wir wollen mit einem Beispiel beginnen, das scheinbar keine Beziehung zur Sache hat. Bild 9.5 zeigt den Frequenzgang eines nicht realisierbaren Operationsverstärkers

$$A = \frac{\omega_1}{s}\left(1 + \frac{s}{\omega_Z}\right),$$

der selbst bei hohen Frequenzen eine von Null verschiedene Verstärkung

$$A_1 = \frac{\omega_1}{\omega_Z}$$

besitzt. Ein Spannungsfolger mit einem solchen Verstärker hat eine Übertragungsfunktion

$$G = \frac{A}{1 + A} = \frac{1 + s/\omega_Z}{1 + s/\omega_B}, \qquad \omega_B = \frac{A_1}{1 + A_1}\,\omega_Z.$$

Geht man entlang der Frequenzachse von hohen Frequenzen nach links, so scheint es ganz natürlich, daß die Übertragungsfunktion $|G|$ zunächst einen niedrigeren Wert

$\omega_B/\omega_Z = A_1/(1 + A_1)$ analog zur Gleichspannungsverstärkung $A_0/(1 + A_0)$ des Spannungsfolgers annimmt (s. Gl. (8.10)). Unterhalb von ω_Z steigt die Verstärkung $|A|$ an, und die Übertragungsfunktion $|G|$ des Spannungsfolgers nähert sich asymptotisch dem idealen Wert 1.

Die Sprungantwort

$$u_a = U_s \frac{A_1}{1 + A_1} + U_s \frac{1}{1 + A_1} (1 - e^{-\omega_B t}) \tag{9.11}$$

bildet zum größeren Teil $U_s A_1/(1 + A_1)$ den Eingangssprung U_s nach, während sie zum kleineren Teil $U_s/(1 + A_1)$ exponentiell mit der Zeitkonstanten $\tau_B = 1/\omega_B$ einläuft.

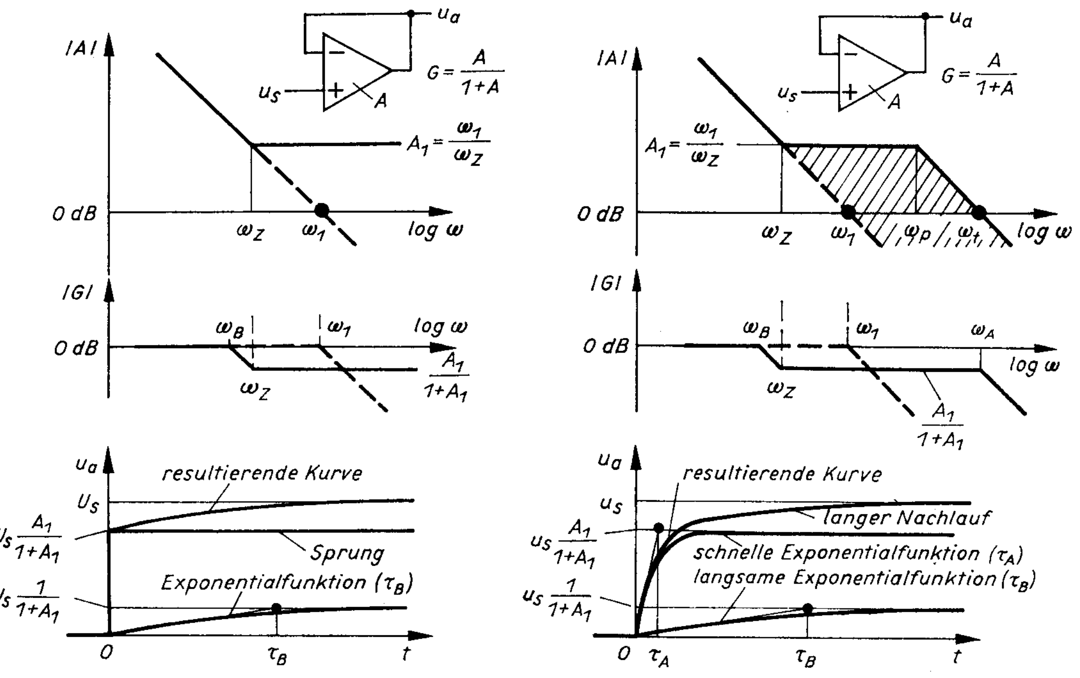


Bild 9.5. Ein physikalisch nichtrealisierbarer Operationsverstärker als Spannungsfolger mit einer unverzüglichen Sprungantwort

Bild 9.6. Differenzierendes Frequenzpaar $\omega_P > \omega_Z$
Man beachte, daß eine Erhöhung der Verstärkung $|A|$ entsprechend dem schraffierten Feld einen Abfall der Verstärkung $|G|$ um den ausgeschnittenen Fehlbetrag bewirkt

Differenzierendes Frequenzpaar

Die unverzügliche Sprungantwort als Resultat einer nicht realisierbaren Form der Verstärkung $|A|$ ist selbstverständlich physikalisch unmöglich. Im Bild 9.6 ist ein realistischerer Fall dargestellt,

$$A = \frac{\omega_1}{s} \frac{1 + s/\omega_Z}{1 + s/\omega_P},$$

der durch einen Pol bei der Frequenz ω_P gekennzeichnet ist. Die Übertragungsfunktion des Spannungsfolgers

$$G = \frac{1 + s/\omega_Z}{1 + s(1/\omega_Z + 1/\omega_1) + s^2/\omega_P\omega_1} = \frac{1 + s/\omega_Z}{(1 + s/\omega_A)(1 + s/\omega_B)}$$

entspricht der des vorangegangenen Beispiels für niedrige Frequenzen, fällt jedoch bei höheren Frequenzen ab. Die Lage der Frequenzen ω_A und ω_B wird später exakt bestimmt. Hier nehmen wir als Fakt an, daß – vorausgesetzt die Verstärkung $A_1 = \omega_1/\omega_Z$ ist hoch genug – die Frequenz ω_B nahe ω_Z liegt und daher relativ niedrig ist und daß die Frequenz ω_A nahe ω_t liegt und daher relativ hoch ist.

Was in anderen Fällen üblich ist, ist hier unangebracht. Der Gedanke liegt nahe, die annähernd gleichen Faktoren $(1 + s/\omega_Z)$ und $(1 + s/\omega_B)$ zu kürzen. Das würde aber gerade den Fakt beseitigen, den wir zu klären versuchen.

Die zwei Pole der Übertragungsfunktion G ergeben eine aus zwei Exponentialfunktionen bestehende Sprungantwort

$$u_a = U_s \frac{A_1}{1 + A_1} (1 - e^{-\omega_A t}) + U_s \frac{1}{1 + A_1} (1 - e^{-\omega_B t}).$$

Die erste Exponentialfunktion mit einer Zeitkonstanten $\tau_A = 1/\omega_A$ schwingt sehr schnell ein, endet aber mit einem *Unterschwingen* bei einem nicht korrekten Pegel $U_s A_1/(1 + A_1)$, der einer scheinbar konstanten Verstärkung A_1 bei mittleren Frequenzen entspricht.[1]) Die zweite Exponentialfunktion mit einer Zeitkonstanten $\tau_B = 1/\omega_B$ ist der ersten überlagert. Sie ist mit $U_s/(1 + A_1)$ zwar klein, schwingt jedoch sehr langsam ein. Eine Analogie zu Bild 9.5 ist unverkennbar.

Der langsam einschwingende Teil der Sprungantwort wird als *langer Nachlauf* bezeichnet. Den Grund für diese Bezeichnung werden wir erkennen, wenn wir die Einschwingzeit auf einen Fehler von 1 % bzw. 0,01 % abschätzen (Bild 9.7). Als Beispiel legen wir folgende Werte zugrunde:

$$A_1 = 1000$$

$$f_1 = 1\ \text{MHz}, \qquad \tau_1 = 160\ \text{ns},$$

$$f_Z = 1\ \text{kHz}, \qquad \tau_B \approx \tau_Z = 160\ \mu\text{s},$$

$$f_P = 10\ \text{kHz},$$

$$f_t = 10\ \text{MHz}, \qquad \tau_A \approx \tau_t = 16\ \text{ns}.$$

Zur Orientierung vergegenwärtigen wir uns, daß die schnelle Exponentialfunktion mit einem Fehler $1/(1 + A_1) = 0{,}1\,\%$ einschwingt.

Das Einschwingen auf einen Fehler von 1 % wird von dem schnellen Exponentialteil in $t_s\,(1\,\%) = 2{,}3\tau_A \log 1/0{,}009 = 75$ ns bestimmt. Das ist nicht schlecht. Bei Verringerung des zulässigen Fehlers auf 0,01 % jedoch reicht das Einschwingen in den Bereich, der durch den langsamen Exponentialteil beherrscht wird. Das führt zu einer Verlängerung der Einschwingzeit nicht nur um weitere 75 ns, wie es einer einfachen Exponentialfunktion entspräche, sondern zu einer Ausdehnung derselben auf $t_s\,(0{,}01\,\%) = 2{,}3\tau_B \log 1/0{,}1 = 370\ \mu\text{s}$!

Ein Verstärker mit solchen Eigenschaften ist für eine schnelle und genaue Operation unbrauchbar. Welche Ursachen hat der lange Nachlauf?

Stellen wir uns vor, daß wir die im Bild 9.6 durch das schraffierte Feld gekennzeichnete zusätzliche Verstärkung dadurch beseitigen, daß wir den Pol $-\omega_P$ zur Nullstelle $-\omega_Z$

[1]) Dies gilt für $\omega_P \gg \omega_Z$. Die Analyse im Abschnitt 9.2.2. wird dieses Ergebnis nicht bestätigen, weil diese – von Gl. (9.17) ausgehend – $\omega_P \approx \omega_Z$ annimmt.

schieben; dies wird als *Pol-Nullstellen-Kompensation* bezeichnet. Die Verstärkung des Operationsverstärkers wird dann

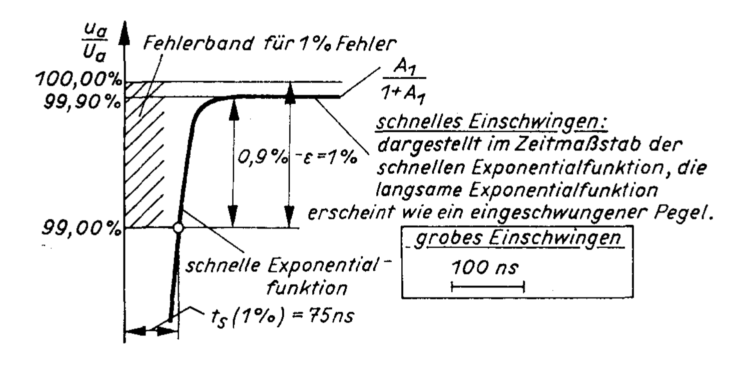
$$A = \frac{\omega_1}{s},$$

die Übertragungsfunktion des Spannungsfolgers geht in die Form mit einem Pol

$$G = \frac{1}{1 + s/\omega_1}$$

über, und die zusammengesetzte Sprungantwort wird zu einer einfachen Exponentialfunktion mit der Zeitkonstanten τ_1. Die Einschwingzeit eines solchen Spannungsfolgers dauert 740 ns für einen Fehler von 1 % und 1,5 µs für einen Fehler von 0,01 %. Die zusätzliche Verstärkung und die Erhöhung der Transitfrequenz um eine Größenordnung haben zwar geholfen, die Einschwingzeit im groben Maßstab von 1 % zu reduzieren, jedoch um den Preis einer drastischen Erhöhung der Einschwingzeit im feinen Maßstab von 0,01 %.

Der Ursprung des langen Nachlaufs ist also klar: Es ist ein nichtkompensiertes Pol-Nullstellen-Paar, das als *Frequenzpaar* bezeichnet wird [81] bis [87].



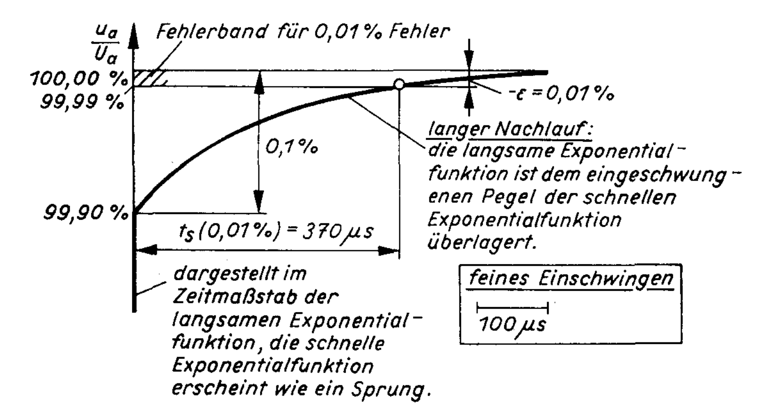


Bild 9.7. Zahlenmäßige Veranschaulichung des langen Nachlaufes

Die schnelle Exponentialfunktion (grobes Einschwingen, $-\varepsilon = 1\,\%$) schwingt auf einen relativen Fehler von 0,9 % ein; die langsame Exponentialfunktion (feines Einschwingen, $-\varepsilon = 0{,}01\,\%$) schwingt auf einen relativen Fehler von 10 % ein.
Der Fehlermaßstab der unteren Sprungantwort ist gegenüber der oberen Sprungantwort zehnmal gedehnt, der Zeitmaßstab 1000mal komprimiert

Integrierendes Frequenzpaar

Es scheint so, als könnten wir die Wechselwirkung zwischen den drei Charakteristika im Bild 9.6 bereits qualitativ verstehen. Aber es gibt noch ein Paradoxon: Eine Vergrößerung der Verstärkung $|A|$ des Operationsverstärkers entsprechend dem schraffierten Feld bewirkt eine Verkleinerung der Verstärkung $|G|$ des Spannungsfolgers um den ausgeschnittenen Fehlbetrag. Daher werden wir nicht von der Erkenntnis überrascht sein, daß eine umgekehrte Anordnung von Pol- und Nullstelle, d.h. ein steilerer Abfall der Verstärkung $|A|$, eine Erhöhung der Verstärkung $|G|$ des Spannungsfolgers über eins bewirkt (Bild 9.8). Die entsprechende Sprungantwort ist durch ein aperiodisches *Überschwingen* und einen langen Nachlauf gekennzeichnet.

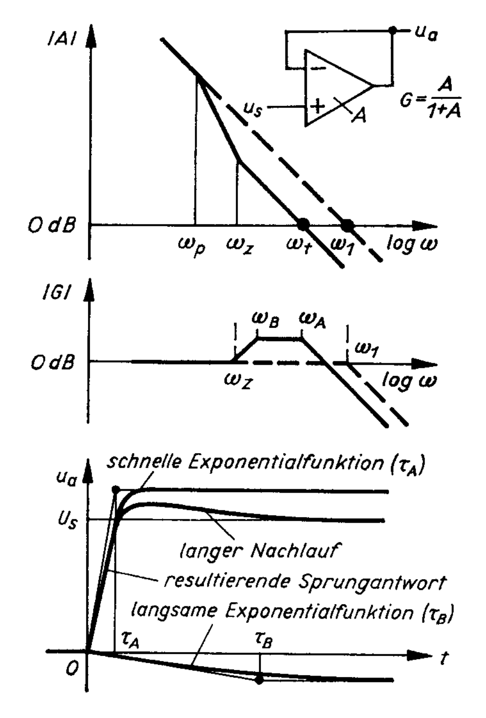


Bild 9.8
Integrierendes Frequenzpaar $\omega_P < \omega_Z$
Man beachte wieder die unerwartete Form der ausgezogenen und gestrichelten Frequenzgänge von $|A|$ und $|G|$

Bei einer ungeeigneten Lage der Frequenzen ω_Z, ω_P und ω_t im letzten Fall (Bild 9.8) können die reellen negativen Pole $-\omega_A$ und $-\omega_B$ konjugiert komplex werden. Dann weist der Frequenzgang der Verstärkung $|G|$ eine Resonanzüberhöhung auf, und das Einschwingen des Spannungsfolgers ist von *gedämpften Schwingungen* begleitet.

Um zwischen den Fällen entsprechend Bild 9.6 und 9.8 zu unterscheiden, führen wir den *relativen Paarabstand*

$$k = \frac{\omega_P}{\omega_Z}$$

ein und nennen diese zwei Fälle

- differenzierendes Frequenzpaar für $k > 1$ (Bild 9.6) und
- integrierendes Frequenzpaar für $k < 1$ (Bild 9.8).

Das dynamische Verhalten des Spannungsfolgers, das wir bisher qualitativ untersucht haben, wollen wir nun einer mathematischen Analyse unterwerfen.

9.2.2. Lineare Analyse

Wir nehmen einen idealisierten Operationsverstärker mit einem einzigen realen Parameter, der Verstärkung

$$A = \frac{\omega_1}{s} \frac{1 + s/\omega_Z}{1 + s/\omega_P}, \tag{9.12}$$

gekennzeichnet durch das Vorhandensein eines Frequenzpaares, und realisieren damit einen Spannungsfolger mit der Übertragungsfunktion

$$G = \frac{1 + s/\omega_Z}{1 + s(1/\omega_Z + 1/\omega_1) + s^2/\omega_P\omega_1}. \tag{9.13}$$

Diese Beschreibung schließt sowohl die beiden deformierten Frequenzgänge $k \gtrless 1$ (Bild 9.9) als auch den wünschenswerten Fall $k = 1$ ein.

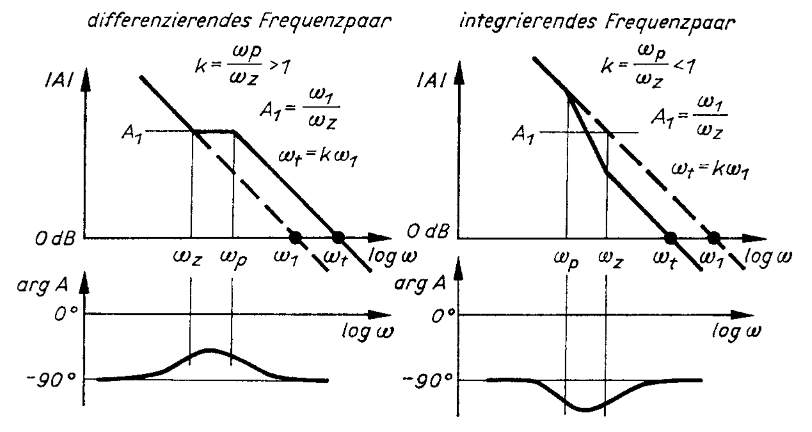


Bild 9.9. Die Realität des Operationsverstärkers wird durch die Verstärkung A mit einem differenzierenden oder integrierenden Frequenzpaar ausgedrückt

Der Spannungsfolger verhält sich wie eine Operationsschaltung 2. Ordnung. Die Form der Sprungantwort wird durch die Lage der Pole s_A und s_B der Verstärkung G,

$$s_{A,B} = -\frac{\omega_P}{2\omega_Z}\left\{\omega_1 + \omega_Z \pm (\omega_1 - \omega_Z)\sqrt{1 + 4\left(1 - \frac{\omega_Z}{\omega_P}\right)\frac{\omega_1\omega_Z}{(\omega_1 - \omega_Z)^2}}\right\}, \tag{9.14}$$

und insbesondere durch die Größe des relativen Paarabstandes k und einen Term

$$A_1 = \frac{\omega_1}{\omega_Z} \tag{9.15}$$

bestimmt. Der Term A_1 hat die Bedeutung der Verstärkung des Operationsverstärkers bei der Frequenz ω_Z für den nicht deformierten Frequenzgang $|A|$ (Bild 9.9). Da nur die Fälle $\omega_Z \approx \omega_P$ praktische Bedeutung besitzen, bezeichnen wir A_1 als die *Verstärkung bei der Paarfrequenz.*

Der Paarabstand k und die Verstärkung A_1 bestimmen das Vorzeichen der Diskriminante

$$\mathrm{D} = 1 + 4\,\frac{1 - 1/k}{(\sqrt{A_1} - 1/\sqrt{A_1})^2} \tag{9.16}$$

in Gl. (9.14). Die Grundteilung der Ebene (k, A_1) im Bild 9.10 erfolgt durch die gerade Linie $k = 1$, die einer *einfachen exponentiellen Sprungantwort* entspricht. Darüber ist der *Bereich des aperiodischen Unterschwingens* mit $k > 1$ entsprechend einer positiven Diskriminante $\mathrm{D} > 0$ oder entsprechend zwei getrennten reellen negativen Polen und einer aus zwei Exponentialfunktionen bestehenden Sprungantwort. Der untere Teil der Fläche mit $k < 1$ wird in zwei Unterbereiche aufgeteilt, die durch die *aperiodische Grenze*

$$k = \frac{4}{(\sqrt{A_1} + 1/\sqrt{A_1})^2}$$

getrennt sind. Hier ist $\mathrm{D} = 0$, und die zwei Pole verschmelzen zu einem Doppelpol $s_A = s_B$. Über der aperiodischen Grenze liegt der *Bereich des aperiodischen Überschwingens*, entsprechend zwei immer noch reellen negativen Polen, $\mathrm{D} > 0$. Unter dieser Grenze liegt der *Bereich der gedämpften Schwingungen*. Hierfür gilt $\mathrm{D} < 0$, und der Doppelpol spaltet sich in zwei konjugiert komplexe Pole mit einem negativen Realteil auf. Ein guter Impulsoperationsverstärker meidet diesen Bereich, ein Breitbandverstärker kann jedoch darin liegen.[1])

Man beachte, daß die logarithmische Darstellung im Bild 9.10 symmetrisch zur Linie $A_1 = 1$ ist. Die Sprungantwort kann sogar dann oszillieren, wenn das integrierende Frequenzpaar unter die 0-dB-Linie fällt (d.h., wenn $A_1 < 1$), da dessen Beitrag zum Phasenwinkel arg A weit in das aktive Frequenzband zurückreicht.

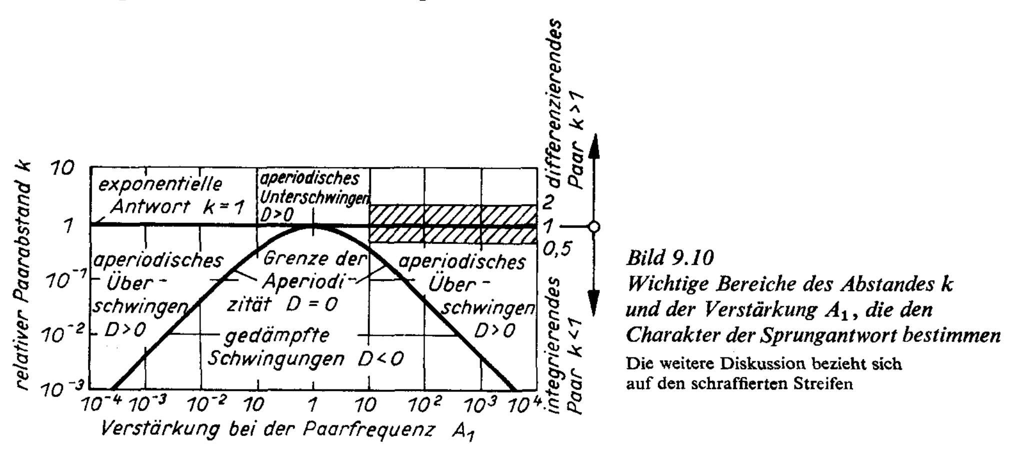


Bild 9.10
Wichtige Bereiche des Abstandes k und der Verstärkung A_1, die den Charakter der Sprungantwort bestimmen
Die weitere Diskussion bezieht sich auf den schraffierten Streifen

Der uns interessierende Bereich ist durch einen ziemlich schmalen schraffierten Streifen um $k = 1$ bei $A_1 > 10$ gekennzeichnet. In diesem aperiodischen Bereich kann

$$\sqrt{\mathrm{D}} = 1 + 2\,\frac{1 - 1/k}{(\sqrt{A_1} - 1/\sqrt{A_1})^2} \tag{9.17}$$

approximiert werden.

[1]) Natürlich bedeutet das nicht, daß ein guter Impulsoperationsverstärker immer aperiodisch einschwingen muß. Wenn er aber oszillierend einschwingt, dann in der Regel infolge anderer Phasendrehungen als der des Frequenzpaares (z.B. infolge Streukapazitäten der Operationsschaltung oder auf Grund kapazitiver Belastung).

Bezeichnen wir die betreffenden reellen negativen Pole als $s_A = -1/\tau_A$ und $s_B = -1/\tau_B$, so finden wir aus Gl. (9.14)

$$\left.\begin{aligned} \tau_A &= \frac{A_1 - 1}{kA_1 - 1}\,\tau_1 \approx \frac{\tau_1}{k} = \tau_t, \\ \tau_B &= \frac{A_1 - 1}{A_1 - k}\,\tau_Z \approx \tau_Z. \end{aligned}\right\} \tag{9.18}$$

Die gesuchte, aus zwei Exponentialfunktionen bestehende Sprungantwort des Spannungsfolgers mit einer Verstärkung gemäß Gl. (9.13) ist

$$u_a = U_s\,[a\,(1 - e^{-t/\tau_A}) + b\,(1 - e^{-t/\tau_B})], \tag{9.19}$$

wobei wir zur Abkürzung

$$a \approx \frac{A_1 - k}{A_1 - 1}, \tag{9.19a}$$

$$b = 1 - a \tag{9.19b}$$

bezeichnet haben.

Die vereinfachten Gleichungen (9.18) und (9.19) gelten für $A_1 \gg 1$ und $k \approx 1$.

Die Sprungantwort Gl. (9.19) hat die erwartete Form. Die schnelle dominierende Exponentialfunktion mit einer Zeitkonstanten $\tau_t = 1/2\pi f_t$ endet mit einem Unterschwingen oder einem Überschwingen bei dem Pegel

$$aU_s = U_s\left(1 - \frac{k - 1}{A_1 - 1}\right),$$

abhängig davon, ob das Frequenzpaar von differenzierender ($k > 1$) oder integrierender ($k < 1$) Natur ist. An diese schnelle Exponentialfunktion fügt sich ein langer Nachlauf mit einer durch die Paarfrequenz f_Z gegebenen Zeitkonstanten $\tau_Z = 1/2\pi f_Z$ an. Dieser lange Nachlauf beendet die Sprungantwort mit dem korrekten Wert U_s.

Das relative Unterschwingen bzw. das relative Überschwingen

$$b \approx \frac{k - 1}{A_1 - 1} \approx \frac{k - 1}{A_1} \tag{9.20}$$

hängt von der Größe des Paarabstandes k und von der Verstärkung A_1 bei der Paarfrequenz ab. Bei vorgegebener erlaubter Größe des Unterschwingens oder des Überschwingens $|b|$ kann die relative Spannweite des Frequenzpaares $|k - 1| = |\omega_P - \omega_Z|/\omega_Z$ um so größer sein, je größer die Verstärkung A_1 bei der Paarfrequenz ist, d.h. je größer der Abstand der Transitfrequenz des Operationsverstärkers ω_t von der Paarfrequenz ω_Z ist. Für $|b| \leqq 5\%$ und $A_1 = 10$ darf der Paarabstand im Intervall $0{,}55 \leqq k \leqq 1{,}45$ liegen.

Die Größe des Überschwingens (Unterschwingens) ist jedoch nicht der einzige Faktor bei der Entscheidung über die Eignung eines bestimmten Verstärkers für den Impulsbetrieb. Es kommt sehr auf den zulässigen Fehler an.

Die Zeitabhängigkeit des dynamischen Fehlers ε ergibt sich ebenfalls aus zwei Exponentialfunktionen

$$\varepsilon(t) = -a\,e^{-t/\tau_t} - b\,e^{-t/\tau_Z}. \tag{9.21}$$

Die schnelle Exponentialfunktion

$$-\frac{A_1 - k}{A_1 - 1} e^{-t/\tau_t} \tag{9.21 a}$$

klingt von einem Anfangswert nahe $-100\,\%$ mit einer kleinen Zeitkonstanten τ_t ab. Nach deren Verschwinden, praktisch nach $10\tau_t$, dominiert die langsame Exponentialfunktion, der lange Nachlauf

$$-\frac{k - 1}{A_1 - 1} e^{-t/\tau_Z}. \tag{9.21 b}$$

Obwohl diese mit einem viel kleineren Anfangswert beginnt, dauert sie lange. Je nach den Umständen kann das bis zu Tausenden von Zeitkonstanten τ_t sein.

Es könnte scheinen, daß eine vollständige Unterdrückung des langen Nachlaufes nur die Verschiebung des Frequenzpaares zu niedrigeren Frequenzen hin erfordert, d.h. die Wahl von $A_1 \gg 1$, so daß die vollständige langsame Exponentialfunktion in dem erlaubten Fehlerband $\pm(\varepsilon)_M$ verschwindet:

$$\frac{|k - 1|}{A_1 - 1} < (\varepsilon)_M. \tag{9.22}$$

Tatsächlich ist ein solches Verfahren nur in weniger anspruchsvollen Fällen mit einer Genauigkeit um 1 % anwendbar. Das wird nicht nur durch die unpraktisch großen Werte der Kompensationskondensatoren begründet, sondern auch durch die Verschlechterung eines anderen Parameters, der Erholzeit nach Übersteuerung.[1])

9.2.3. Optimale Lage des Frequenzpaares

Wenn funktionelle, technologische oder kostenmäßige Gesichtspunkte zu einer schaltungstechnischen Lösung des Operationsverstärkers führen, die von einem Frequenzpaar begleitet ist, muß ein langer Nachlauf erwartet werden. Es erhebt sich die Frage, wie man sich damit auseinandersetzen soll.

Wir nehmen als Beispiel einen Operationsverstärker mit einem integrierenden Frequenzpaar $k = 0{,}5$, das – ohne die Transitfrequenz f_t zu verändern – längs der Frequenzachse verschoben werden kann. Dessen Einschwingen zeigt im logarithmischen Maßstab Bild 9.11 a. Wir erhalten ein überraschendes Ergebnis. Soll der lange Nachlauf in einer vernünftigen Zeit von weniger als $50\tau_t$ (für $f_t = 12$ MHz bedeutet das in weniger als 650 ns) unter 0,01 % verschwinden, so darf das Frequenzpaar nicht mehr als eine Dekade von der Transitfrequenz entfernt liegen: $f_Z/f_t > 0{,}1$.

Eine zu große Annäherung an die Transitfrequenz ist jedoch auch nicht möglich. Der Verstärker würde in die Nähe der aperiodischen Grenze gelangen (Bild 9.10), der zusätzliche Phasenwinkel des Frequenzpaares würde die Phasensicherheit der Operationsschaltung reduzieren, und weitere zusätzliche Phasendrehungen könnten zu Schwingungen führen. Der optimale Abstand ist ungefähr $f_Z/f_t = 0{,}1 \ldots 0{,}2$ (Bild 9.12).

Ein 6-dB-Frequenzpaar ist natürlich ein großer Defekt. Bild 9.11 b entspricht einem zehnmal engeren Frequenzpaar mit $k = 0{,}95$. Der Vergleich mit Bild 9.11 a verrät jedoch,

[1]) Wenn z. B. ein Impulsoperationsverstärker als Pufferverstärker in einem zyklisch geschalteten Multiplexer arbeitet, dann macht ein Fehler in einem Kanal (Drahtbruch oder hohe Fremdspannung) die Messung in allen Kanälen zunichte, wenn die Erholzeit des Puffers länger als die Zyklusperiode ist.

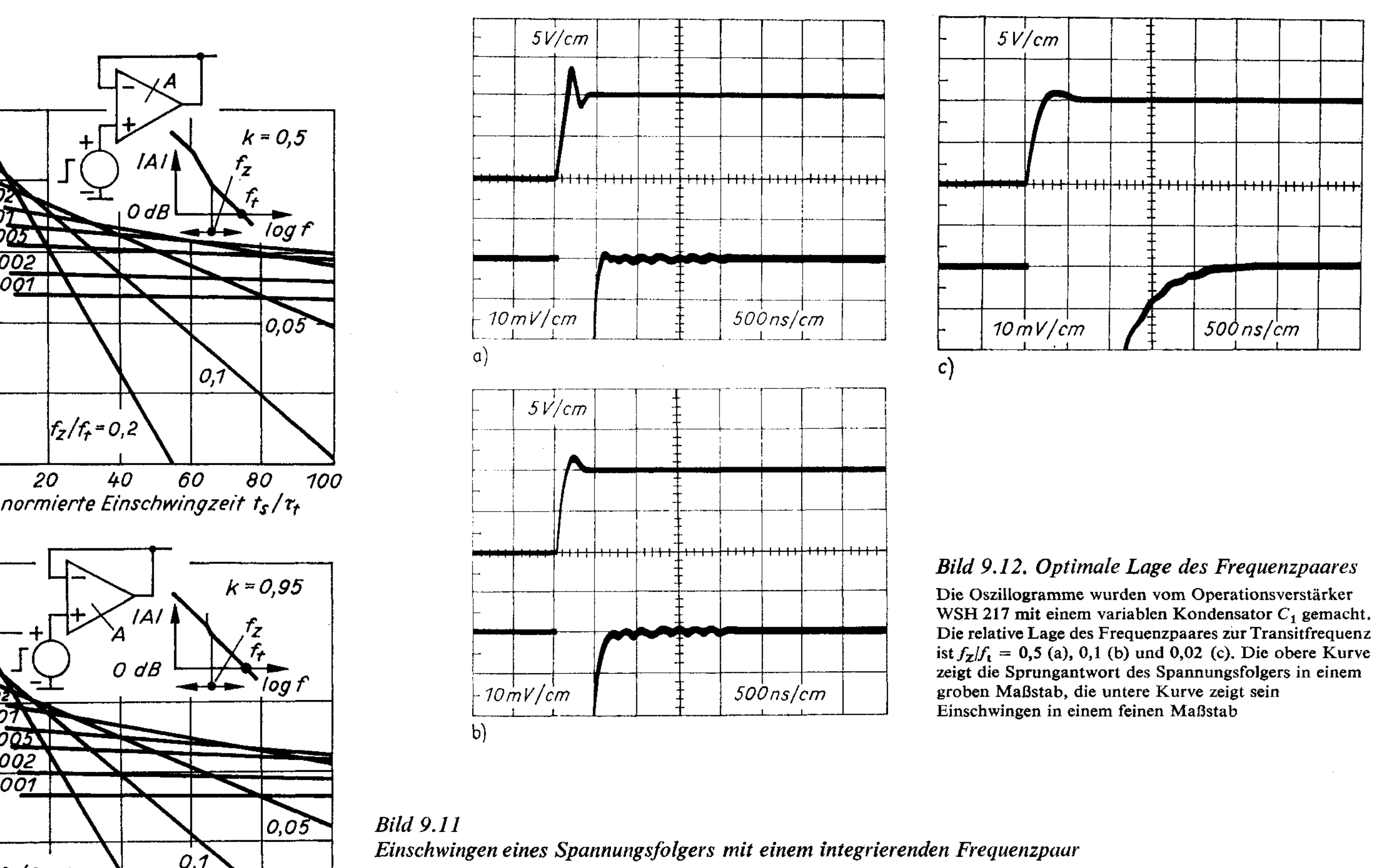


Bild 9.11

Einschwingen eines Spannungsfolgers mit einem integrierenden Frequenzpaar

Die einzelnen Kennlinien stellen das Verschwinden des langen Nachlaufs Gl. (9.21 b) dar. Deren Parameter ist der relative Abstand der Paarfrequenz und der Transitfrequenz f_z/f_t. Obwohl die relative Übereinstimmung von Pol und Nullstelle in dem zweiten Diagramm (b) zehnmal besser als in dem ersten (a) ist, ist die Einschwingzeit auf 0,1 % und 0,01 % bei $f_z/f_t > 0,1$ nur wenig günstiger

Bild 9.12. Optimale Lage des Frequenzpaares

Die Oszillogramme wurden vom Operationsverstärker WSH 217 mit einem variablen Kondensator C_1 gemacht. Die relative Lage des Frequenzpaares zur Transitfrequenz ist $f_z/f_t = 0,5$ (a), 0,1 (b) und 0,02 (c). Die obere Kurve zeigt die Sprungantwort des Spannungsfolgers in einem groben Maßstab, die untere Kurve zeigt sein Einschwingen in einem feinen Maßstab

daß entgegen der Erwartung beim Einschwingen auf 0,01 % fast keine Verbesserung zu erreichen ist. Die Verringerung der Einschwingzeit ist kaum ein Ausgleich für die Mühe beim Abgleich und die Notwendigkeit, Pol- und Nullstelle auf 5 % gleich zu machen. Da eine 5 %ige Übereinstimmung das Maximum ist, was bei einer Serienproduktion und unter Betriebsbedingungen erwartet werden kann, wird es klar, daß es nur einen Weg gibt, eine wesentlich kürzere Einschwingzeit als 500 ns auf einen Fehler von 0,01 % zu erreichen: die Verwendung eines zweistufigen Operationsverstärkers mit einem einzigen Frequenzkompensationskondensator.

9.3. Summierpunktkapazität

Bisher wurde nur ein einziger Parameter der Operationsschaltung – die bloße Verstärkung des Operationsverstärkers – betrachtet. Mindestens zwei weitere Parameter sind es wert, untersucht zu werden: die Lastkapazität und die Streukapazitäten des Rückkopplungsnetzwerkes. Beide Kapazitäten haben nachteilige Wirkungen. Sind sie klein, so verursachen sie ein oszillierendes Einschwingen und verlängern die Einschwingzeit. Sind sie groß, so neigt die Operationsschaltung zum Schwingen. Ihr Vorhandensein wirft die Frage nach der Stabilität der Operationsschaltung auf; diese wird im Abschnitt 13. ausführlicher behandelt. Hier untersuchen wir die Wirkung nur einer der Kapazitäten der immer vorhandenen Summierpunktkapazität gegen Erde.

9.3.1. Einschwingen des Spannungsinverters

Die tatsächlichen Eigenschaften des im Bild 9.13 gezeigten Operationsverstärkers werden durch die Verstärkung A und durch die Eingangskapazitäten C_d, C_{cm}^- repräsentiert, die in die *Summierpunkt-Streukapazität* C_x einbezogen sind. Der inverse Rückkopplungsfaktor

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R}{R \| \dfrac{1}{sC_x}} = 2\,(1 + sC_xR/2)$$

und die Verstärkung des Operationsverstärkers

$$A = \frac{\omega_t}{s}$$

bestimmen die Übertragungsfunktion des Spannungsinverters

$$G = -\frac{\beta A}{1 + \beta A} = -\frac{1}{1 + 2\dfrac{s}{\omega_t} + \dfrac{s^2}{\omega_t/C_xR}}$$

als einer Widerstandsoperationsschaltung 2. Ordnung mit einer ungedämpften Eigenfrequenz

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\omega_t}{C_xR}} \qquad (9.23\,a)$$

und einem Dämpfungsverhältnis

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{\omega_t C_x R}}. \tag{9.23b}$$

Der Charakter der Sprungantwort wird durch die Größe des Produktes

$$\omega_t C_x R = \frac{1}{\zeta^2}$$

bestimmt.

Aperiodische Sprungantwort $\zeta > 1$

Der überkritisch gedämpfte Zustand

$$\omega_t C_x R < 1 \tag{9.24}$$

charakterisiert das Einschwingen eines Inverters mit

- einer ziemlich niedrigen Transitfrequenz f_t,
- einem ziemlich niedrigen Widerstandswert R des Rückkopplungsnetzwerkes und
- einer ziemlich kleinen Streukapazität C_x.

Ziemlich niedrige Werte sind solche, die in üblichen Anwendungen von Universaloperationsverstärkern anzutreffen sind:

$$\left.\begin{aligned} f_t &= 1\ \text{MHz} \\ R &= 10\ \text{k}\Omega \\ C_x &= 5\ \text{pF} \end{aligned}\right\} \quad \omega_t C_x R = 0{,}314, \qquad \zeta = 1{,}784.$$

Die aus zwei Exponentialfunktionen bestehende Sprungantwort wird durch ziemlich kleine Zeitkonstanten charakterisiert,

$$\tau_A = \frac{1}{\omega_n(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})} \approx \frac{C_x R}{2} = 25\ \text{ns} \tag{9.25a}$$

$$\tau_B = \frac{1}{\omega_n(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})} \approx 2\tau_t = 320\ \text{ns} \tag{9.25b}$$

für $\zeta \gg 1$. Diese Sprungantwort unterscheidet sich von der einfachen exponentiellen Sprungantwort ($C_x = 0$) durch eine Anfangsverzögerung – die Folge der Kapazität C_x.

Die kurze zweite Exponentialfunktion, die mit der Streukapazität C_x verbunden ist, schwingt rasch auf einen ziemlich niedrigen Wert

$$U_s \frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \approx U_s \frac{\omega_t C_x R}{4} = 0{,}079\,U_s$$

ein und beeinflußt den Rest der Sprungantwort nicht. Die Einschwingzeit wird durch die Hauptexponentialfunktion bestimmt, die mit der Grenzfrequenz der Verstärkerschaltung $f_c = f_t/2$ verbunden ist und die einen Gesamtausgangsspannungshub von

$$-U_s \frac{\zeta + \sqrt{(\zeta^2 - 1)}}{2\sqrt{(\zeta^2 - 1)}} \approx -U_s \left(1 + \frac{\omega_t C_x R}{4}\right) = -1{,}079\,U_s$$

ausführt. Die Einschwingzeit ist ungefähr

$$t_s = 2{,}3 \times 2\tau_t \log \left(-\frac{1 + \omega_t C_x R/4}{\varepsilon} \right), \tag{9.26}$$

$$t_s = 3\,\mu\text{s} \quad \text{für} \quad -\varepsilon = 0{,}01\,\%.$$

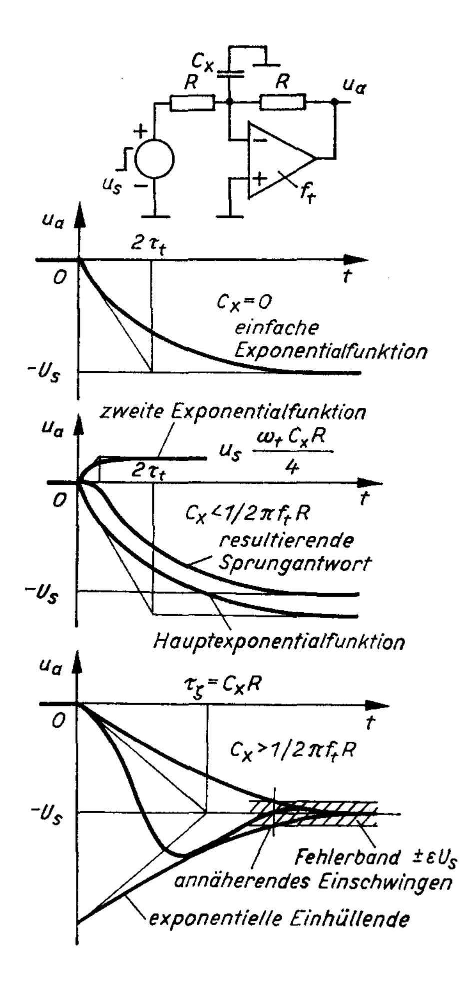
Unterkritisch gedämpfte Sprungantwort $\zeta < 1$

Die zehnfache Vergrößerung der Rückkopplungswiderstände bringt denselben Spannungsinverter in den unterkritischen gedämpften Zustand

$$\omega_t C_x R > 1, \tag{9.27}$$

$\omega_t C_x R = 3{,}14$ und $\zeta = 0{,}564$ für $R = 100\,\text{k}\Omega$ (die anderen Werte unverändert). Die Ausgangsspannung schwingt über den Idealwert $-U_s$ hinaus und klingt oszillierend mit der Frequenz

$$f_d = \frac{\omega_n}{2\pi} \sqrt{(1 - \zeta^2)} = 466\,\text{kHz} \tag{9.28a}$$



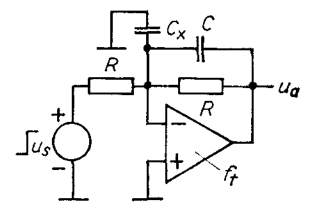


Bild 9.14. Kompensation der Summierpunktkapazität durch einen kleinen Rückkopplungskondensator

Bild 9.13
Exponentielle, aperiodische und oszillierende Sprungantwort eines Spannungsinverters
verursacht durch die Summierpunktkapazität C_x (die Eingangskapazität des Operationsverstärkers und die Streukapazität des Rückkopplungsnetzwerkes); der Zeitmaßstab aller drei Diagramme ist der gleiche

und der Zeitkonstanten

$$\tau_\zeta = \frac{1}{\omega_n \zeta} = C_x R = 500\ \text{ns} \qquad (9.28\text{b})$$

ab. Die Einschwingzeit t_s sei ungünstigstenfalls jene Zeit, bei der die exponentiell verlaufende Einhüllende das Fehlerband $\pm\varepsilon U_s$ erreicht:

$$t_s = 2{,}3 C_x R \log\left(-\frac{1}{\varepsilon}\right), \qquad (9.29)$$

$$t_s = 4{,}6\ \mu\text{s} \quad \text{für} \quad -\varepsilon = 0{,}01\,\%.$$

9.3.2. Kompensation der Summierpunktkapazität

Beim Vergleich der zwei Zustände $\zeta \gtrless 1$ wird klar:

1. Solange die Kapazität C_x unter dem kritischen Wert $1/2\pi f_t R$ bleibt, verändert sie die Form der Sprungantwort nicht sehr, und die Einschwingzeit des Spannungsinverters wird kaum beeinflußt.
2. Ist die Kapazität C_x größer als $1/2\pi f_t R$, dann verursacht sie oszillierendes Einschwingen, und die Einschwingzeit wird proportional zur Dämpfungszeitkonstanten $\tau_\zeta = C_x R$ verlängert.

Wenn schnelles Einschwingen gefordert wird, muß die oszillierende Sprungantwort vermieden werden. Das ist um so schwieriger zu erreichen, je schneller der Operationsverstärker selbst ist. Die Erfüllung der Bedingung von Gl. (9.24) erfordert eine Reduzierung der Widerstandswerte im Rückkopplungsnetzwerk. Für $f_t = 10$ MHz und $C_x = 5$ pF muß R kleiner als 3,18 kΩ sein. Neben dem dynamischen Vektorfehler infolge der parasitären Kapazität des Rückkopplungswiderstandes ist das der zweite Grund für die Wahl eines niedrigen Widerstandswertes beim schnellen Spannungsinverter, speziell bei einem solchen, dessen zeitliche Parameter spezifiziert sind.

Eine einfache Verringerung der Widerstandswerte ist dort nicht möglich, wo der niedrige Eingangswiderstand des Inverters nicht akzeptiert werden kann. Die zweite, universell anwendbare Methode zur Beruhigung der Sprungantwort besteht in der Verwendung eines kleinen *Kompensationskondensators*, der parallel zum Rückkopplungswiderstand geschaltet wird (Bild 9.14). Wir werden im Abschnitt 13. erkennen, daß ein kleiner, zwischen Ausgang und invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers geschalteter Kondensator manchmal wie ein Universalmittel für die Beherrschung vieler Stabilitätsprobleme wirkt.

Nach dem Einschalten des Kondensators C verändern sich die Ausdrücke für den Rückkopplungsfaktor und die Verstärkung des Spannungsinverters wie folgt:

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{1 + sC_x R}{1 + sCR}, \qquad (9.30)$$

$$G = -\frac{1}{1 + sCR}\,\frac{\beta A}{1 + \beta A}. \qquad (9.31)$$

Diese modifizierten Ausdrücke offenbaren sowohl das Wesentliche der Maßnahme als auch die Nebeneffekte.

Bei Wahl von $C = C_x$ wird der Rückkopplungsfaktor frequenzunabhängig und die Pole des Fehlerfaktors $\beta A/(1 + \beta A)$ reduzieren sich auf einen einzigen Pol, gleich $-\omega_t/2$. In der Verstärkung G jedoch erscheint ein zusätzlicher Pol $-1/CR$, der mit dem Rückkopplungsnetzwerk in Verbindung steht. Obwohl dieser Pol niemals oszillierendes Einschwingen verursacht, verlangsamt er die Sprungantwort, unabhängig davon, wie schnell der Operationsverstärker ist. In der Praxis sind wir deshalb mit einer teilweisen Kompensation $C < C_x$ zufrieden, die einem Zustand nahe der aperiodischen Grenze entspricht.

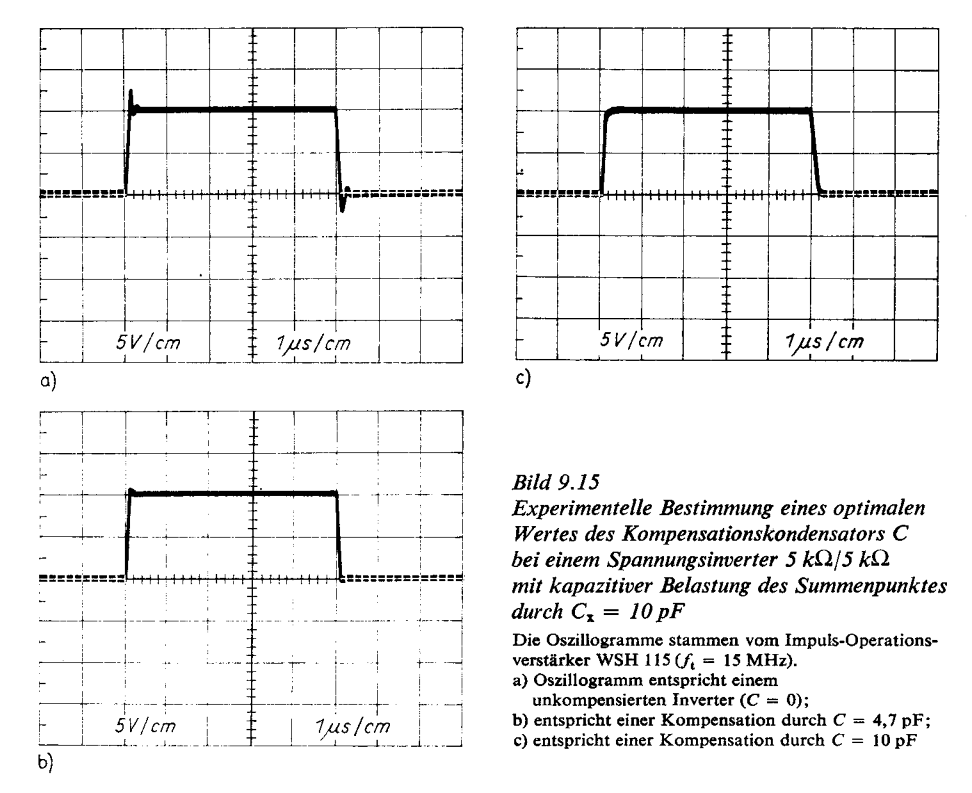


Bild 9.15
Experimentelle Bestimmung eines optimalen Wertes des Kompensationskondensators C bei einem Spannungsinverter 5 kΩ/5 kΩ mit kapazitiver Belastung des Summenpunktes durch C_x = 10 pF

Die Oszillogramme stammen vom Impuls-Operationsverstärker WSH 115 (f_t = 15 MHz).
a) Oszillogramm entspricht einem unkompensierten Inverter ($C = 0$);
b) entspricht einer Kompensation durch C = 4,7 pF;
c) entspricht einer Kompensation durch C = 10 pF

Die Bedingung für aperiodisches Einschwingen

$$\omega_t CR \geqq 2\sqrt{\omega_t C_x R - 1}\,, \tag{9.32}$$

die aus der Lösung der Gln. (9.30) und (9.31) folgt, ergibt für f_t = 10 MHz, C_x = 5 pF und R = 10 kΩ einen Minimalwert des Kompensationskondensators C = 4,7 pF.

Der genaue Wert des Kompensationskondensators wird am besten experimentell ermittelt (Bild 9.15). Das erlaubt, auch Sekundäreffekte zu berücksichtigen (übermäßige Phasendrehung des Operationsverstärkers, Lastkapazität, parasitäre Kapazitäten der Widerstände), die in der mathematischen Analyse vernachlässigt wurden.

9.4. Geschwindigkeitsfehler

Der *Geschwindigkeitsfehler* ist denjenigen bekannt, die mit Servomechanismen in Berührung gekommen sind. Als Folge der dynamischen Begrenzungen folgt hierbei die Ausgangswelle der Steuerspannung mit einer Verzögerung, mit einem Fehler proportional zur Geschwindigkeit.

Einen ähnlichen Fehler zeigt das Verhalten einer Operationsschaltung, die durch ein variables Eingangssignal ausgesteuert wird. Im Frequenzbereich (Abschn. 8.) war ein solches Signal die Sinusfunktion. Im Zeitbereich ist es die *Rampe* – ein Signal, das linear mit der Zeit ansteigt.

Praktische Fälle, wo die Beurteilung der Operationsschaltung auf diese Weise sinnvoll ist, sind z.B. der programmierbare Potentiostat, der automatische Titrator, der elektronische Sägezahnresolver oder der Automat zum Widerstandsabgleich.

9.4.1. Geschwindigkeitsfehler eines nichtinvertierenden Verstärkers

Ähnlich wie bei der Sprungantwort beziehen wir unsere Überlegungen auf eine bestimmte Operationsschaltung (Bild 9.16), auf den nichtinvertierenden Verstärker mit der Verstärkung

$$G = \frac{G_{\mathrm{I}}}{1 + s/\omega_{\mathrm{c}}},$$

$$G_{\mathrm{I}} = \frac{R_2}{R_1} + 1, \qquad \omega_{\mathrm{c}} = \frac{\omega_{\mathrm{t}}}{G_{\mathrm{I}}}$$

nach Abschnitt 7.4.1. Das Eingangssignal ist eine Spannung, die linear mit der Geschwindigkeit w_{s} von $t = 0$ ansteigt.

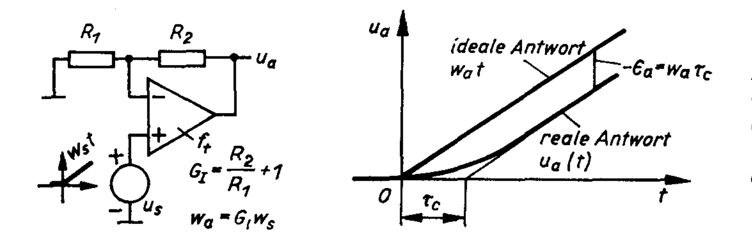


Bild 9.16
Geschwindigkeitsfehler eines nichtinvertierenden Verstärkers, ausgesteuert durch eine Rampe

Ist der Verstärker für eine genügend lange Zeit in Ruhe geblieben, kann er als eingeschwungen betrachtet werden. Die Laplacetransformierte der Ausgangsspannung ist

$$u_{\mathrm{a}}(s) = G\,\frac{w_{\mathrm{s}}}{s^2} = \frac{G_{\mathrm{I}} w_{\mathrm{s}}}{s^2\,(1 + s/w_{\mathrm{c}})},$$

zu der der äquivalente Zeitverlauf

$$u_{\mathrm{a}}(t) = G_{\mathrm{I}} w_{\mathrm{s}}\,[t - \tau_{\mathrm{c}}\,(1 - \mathrm{e}^{-t/\tau_{\mathrm{c}}})]$$

gefunden wird. Die Ausgangsspannung enthält eine ideale Komponente

$$u_{\mathrm{aI}} = G_{\mathrm{I}} w_{\mathrm{s}} t = w_{\mathrm{a}} t, \tag{9.33}$$

der eine Fehlerkomponente überlagert ist. Im letzten Ausdruck haben wir

$$w_{\mathrm{a}} = G_{\mathrm{I}} w_{\mathrm{s}} \tag{9.34}$$

als die Geschwindigkeit der Ausgangsrampe bezeichnet.

Nach einem kurzen exponentiellen Übergang mit einer Zeitkonstanten $\tau_{\mathrm{c}} = 1/\omega_{\mathrm{c}}$ erreicht die Fehlerspannung $\epsilon_{\mathrm{a}} = u_{\mathrm{a}} - u_{\mathrm{aI}}$ den bleibenden Wert

$$\epsilon_{\mathrm{a}} = -w_{\mathrm{a}} \tau_{\mathrm{c}}. \tag{9.35}$$

Diese einfach scheinende Aufgabe ist in der Tat sehr anspruchsvoll. Zur Veranschaulichung nehmen wir einen Universaloperationsverstärker ($f_t = 1$ MHz), geschaltet als ein nichtinvertierender Verstärker mit der Verstärkung $G_I = 1000$ und mit einer Zeitkonstanten $\tau_c = 160\ \mu$s und steuern ihn mit einer Eingangsrampe mit der Geschwindigkeit von $w_s = 1$ V/s aus. Die entsprechende Ausgangsgeschwindigkeit $w_a = 1$ V/ms ist gleich der maximalen Steilheit einer Sinusfunktion mit einer Amplitude von 10 V und einer Frequenz von 16 Hz. Sogar bei dieser mäßigen Aussteuerung verzögert sich die Ausgangsspannung gegenüber dem Idealwert $w_0 t$ um eine Fehlerspannung von $-\epsilon_a = 160$ mV, d.h. um 1,6 ‰, bezogen auf den 10-V-Ausgangsspannungsbereich!

Die Beziehung zwischen dem Geschwindigkeitsfehler im Zeitbereich und dem am Anfang dieses Abschnittes erwähnten dynamischen Vektorfehler im Frequenzbereich, ist nicht nur von theoretischem Wert. Der untersuchte nichtinvertierende Verstärker mit der Grenzfrequenz $f_c = 1$ MHz/1000 = 1 kHz würde nämlich die 16-Hz-Sinusfunktion mit genau dem gleichen Vektorfehler von $\varepsilon_v = 16$ Hz/1 kHz = 1,6 % verarbeiten.

Dieses Ergebnis kann mindestens für alle Widerstandsoperationsschaltungen 1. Ordnung verallgemeinert werden. Der auf die Nennausgangsspannung U_a bezogene Geschwindigkeitsfehler einer Operationsschaltung $-\epsilon_0$, ist gleich dem Vektorfehler ε_v der gleichen Operationsschaltung bei der Frequenz f_w, bei der die maximale Steilheit der Sinusfunktion mit der Amplitude U_a gleich der Steilheit der Ausgangsrampe w_a ist:

$$-\frac{\epsilon_a}{U_a} = \varepsilon_V(f_w) = \frac{f_w}{f_c} \quad \text{für} \quad 2\pi f_w U_a = w_a. \tag{9.36}$$

Eine Überprüfung ist trivial. Gl. (9.36) ist nur eine weitere Form von Gl. (9.35).

Gl. (9.36) gestattet uns, folgende Schlußfolgerung zu formulieren: Die Beurteilung der dynamischen Genauigkeit von Verstärkerschaltungen auf der Grundlage der Aussteuerung mit einem kontinuierlichen Signal (Vektorfehler einer Sinusfunktion, Geschwindigkeitsfehler einer Rampe) ergibt im allgemeinen weniger günstige Ergebnisse als jene, die auf der Aussteuerung mit Impulsen beruhen (Einschwingzeit nach einem Sprung).

Anschaulich ausgedrückt: Ein Spannungsfolger mit einer Grenzfrequenz von $f_c = 1$ MHz schwingt nach einem 10-V-Sprung in 1,5 μs mit einem Fehler von 0,01 % ein (exponentielles Einschwingen vorausgesetzt) und kann solche Sprünge mindestens 500000mal pro Sekunde wiederholen. Der gleiche Spannungsfolger jedoch überträgt eine Sinusfunktion mit einem Vektorfehler von 0,01 % nur bis zu 100 Hz.

9.4.2. Geschwindigkeitsfehler eines Integrierers

Der Integrierer erzeugt automatisch eine Ausgangsrampe durch Integration einer konstanten Eingangsspannung (Bild 9.17). Nach Abschnitt 7.4.3. ist

$$\epsilon_a = \frac{U_s}{\tau_i}\tau_t = -w_a\tau_t. \tag{9.37}$$

Bild 9.17
Geschwindigkeitsfehler eines Integrierers
Die Ausgangsrampe wird mit Öffnen des Schalters gestartet

Der Geschwindigkeitsfehler des Integrierers steigt mit zunehmender Geschwindigkeit der Integration, d.h. mit abnehmender Integrationszeitkonstante τ_i. Ein langsamer Integrierer ($\tau_i = 1$ s, $f_t = 1$ MHz) integriert die Eingangsspannung $U_s = 10$ V mit einem vernachlässigbaren Geschwindigkeitsfehler $\epsilon_a = 1{,}6\ \mu$V. Einem schnellen Integrierer ($\tau_i = 10\ \mu$s, $f_t = 10$ MHz) entspricht ein beträchtlicher Geschwindigkeitsfehler $\epsilon_a = 16$ mV, oder 0,16% von 10 V.

9.5. Messung der Einschwingzeit

Die Messung der Einschwingzeit eines schnellen Operationsverstärkers auf einen Fehler von 0,01 % ist eine der schwierigsten dynamischen Messungen. Oft kann das zum Test des Experimentators werden, zum Test seiner Fähigkeit, gemessene Daten kritisch einzuschätzen [84].

Spannungsinverter [83] [84] [88] [89]

Die Schaltung für die Messung der Einschwingzeit eines Spannungsinverters nach Bild 9.18 entspricht der für die Messung des Vektorfehlers nach Bild 8.24. Im gemeinsamen Knoten der Normalwiderstände R_N wird eine Spannung $\epsilon(t)$ beobachtet, die gleich der Hälfte der Ausgangsfehlerspannung ist, die von der Aussteuerung des Inverters mit Impulsen von 0 V auf +10 V oder 0 V auf −10 V herrührt. Während der Messung bleiben der statische Fehler und das Offset, die beide leicht mit statischen Tests bestimmt werden können, unberücksichtigt.

Die Meßanordnung wird zunächst bei einer niedrigen Impulswiederholfrequenz von 100 Hz bis 1 kHz und einer Impulsbreite von 1 ms bis 100 μs durch das 10-Ω-Potentiometer in einer solchen Weise abgeglichen, daß am Oszilloskop bei voll aufgedrehter Empfindlichkeit kein Sprung beobachtbar ist. Während dieses langsamen Strahllaufes

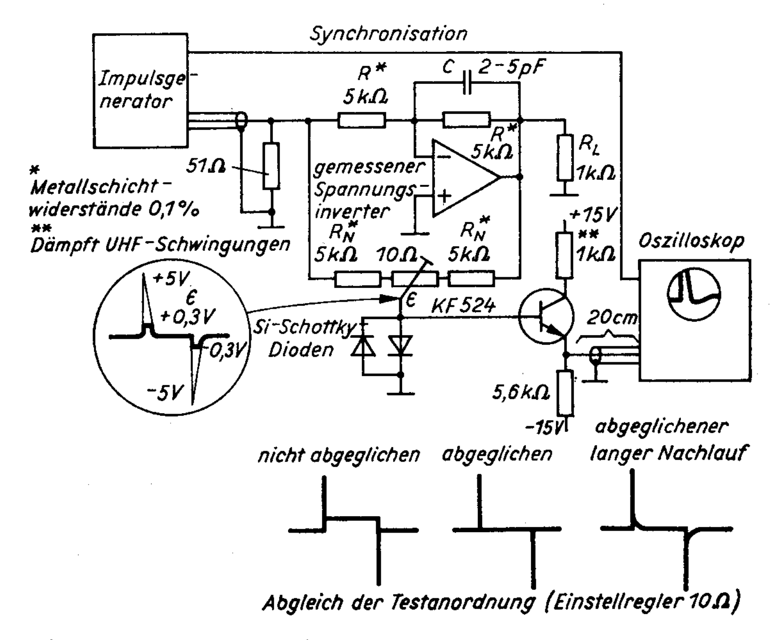


Bild 9.18. Messung der Einschwingzeit eines Spannungsinverters

wird auch der eventuell vorhandene lange Nachlauf im Einschwingvorgang entdeckt, der andererseits für einen Fehler der Testeinrichtung gehalten und, als solcher unberechtigt, auf Null abgeglichen werden könnte.

Der Impulsgenerator und das Oszilloskop werden dann zu einem schnelleren Lauf mit einer Impulswiederholfrequenz von 1 bis 100 kHz und einer Impulsbreite von 100 bis 1 μs umgeschaltet; die definitive Rückkehr des Strahles in das Fehlerband wird im Zeitmaßstab von 10 μs/cm bis 100 ns/cm beobachtet. Der Zeitbezug (der Beginn der Zeitmessung) ist ganz klar mit dem Verschwinden des Strahles vom Oszilloskopschirm definiert; das erlaubt, ohne gleichzeitige Messung des Eingangsimpulses auszukommen. Der Spannungsbezug (die Mitte des Fehlerbandes) ist mit der eingeschwungenen Strahllage vor Beginn des Impulses definiert. Wir sollten bedenken, daß die Spannung ϵ die Hälfte der wirklichen Fehlerspannung ist. Das Fehlerband für einen Fehler von 0,1 % bei Aussteuerung mit 10 V hat eine Breite von ± 5 mV, d. h. $\pm 0{,}5$ cm bei einer Empfindlichkeit von 10 mV/cm. Abgesehen vom ermüdenden Ablesen des Oszilloskopschirms, scheint die Sache einfach zu sein. Es ist jedoch Vorsicht geboten: Das Einschwingen auf einen Fehler von 0,01 % ist erst bei einer Empfindlichkeit von 2 mV/cm zuverlässig zu beobachten. Beim Eintreffen eines 10-V-Impulses erscheint am künstlichen Summierpunkt eine Spannung von $\epsilon = 5$ V, die den Strahl auf dem Schirm 25 m weit von der Mitte auslenkt. Jedes Oszilloskop reagiert auf eine solche Übersteuerung mit Verschiebung seiner Nullinie. Das könnte immer noch kompensiert werden. In den meisten Fällen jedoch kehrt der Strahl unberechenbar und mit einer Verzögerung zurück, die leicht die gemessene Einschwingzeit des Operationsverstärkers überschreitet.

Folgende Abhilfe ist möglich:

1. Auswahl eines guten Oszilloskops. Dies wird dadurch erschwert, daß die Erholzeit gewöhnlich nicht in den Katalogen spezifiziert ist, und es gibt keine andere Alternative, als an wohlerprobten Typen festzuhalten oder die Brauchbarkeit zu testen (Bild 9.19a, [84]).
2. Begrenzung der Fehlerspitzen am Emitterfolgereingang mit einem Paar antiparallel geschalteter Dioden. Die Silizium-Schottky-Diode hat zwei Vorteile: eine kleine Flußspannung von 300 mV und eine geringe Kapazität von 2 pF.

Es ist uns nun gelungen, ordentlich mit dem Oszilloskop zu arbeiten: der Strahl zeichnet einen langen Nachlauf oder Schwingungen. Wir stecken nun den zweiten Verstärker auf, und das Bild ist das gleiche. Wenn wir den dritten testen, beginnen wir uns zu wundern, ob wir tatsächlich das messen, was wir wollten, und wir schauen schließlich nach dem Impulsgenerator. Unser Verdacht ist berechtigt: Die Welligkeit des Ansteuerimpulses mit einer Frequenz nahe oder größer als die Grenzfrequenz des Spannungsinverters wird von der brückenähnlichen Testkonfiguration nicht auskompensiert. Sie wird vielmehr zum Oszilloskopschirm übertragen, und täuscht oszillierendes Einschwingen des Operationsverstärkers vor. Ein allmählicher Dachabfall des Aussteuerimpulses täuscht einen Geschwindigkeitsfehler vor, der am Schirm als der lange Nachlauf des Operationsverstärkers angesehen werden kann. (Der Leser sei an die im Abschn. 9.4.1. getroffenen Schlußfolgerungen erinnert!)

Die Dinge sind wie zuvor. Die Qualität des Impulsdaches des Generators ist üblicherweise nicht mit ausreichender Genauigkeit spezifiziert, und es bleibt nichts anderes übrig, als einen wohlerprobten Typ zu verwenden (Bild 9.18), oder die Eingangsimpulse sind selbst zu erzeugen. Das ist eine leicht zu lösende Aufgabe, wenn anstelle der Einschwingzeit nach Aussteuerung die Einschwingzeit nach Rückkehr des Impulses zu Null gemessen wird (Bild 9.19b). Die Siliziumdioden unterdrücken alle Schwankungen der Impulsbasis,

sofern sie nicht ±0,5 V überschreiten. Reflexionen und Schwingungen, die auf unkorrekten Kabelanschluß zurückzuführen sind, spielen keine Rolle. Im Bild ist nur der positive Impuls dargestellt; ein negativer ist genauso möglich; zu dessen Formung dient die zweite Diode.

Wird eine Messung der Einschwingzeit nach Aussteuerung gefordert, so kann die modifizierte Konfiguration nach Bild 9.19c angewendet werden. Das Impulsdach wird durch eine feste, gut abgeblockte und glatte Spannung von ±10 V beschnitten. Der Impulsgenerator sollte ±12 V liefern. Ist das nicht möglich, werden beide Transistoren als Schalter ausgeführt (Bild 9.19d). Für die entgegengesetzte Polarität ist eine komplementäre Schaltung notwendig.

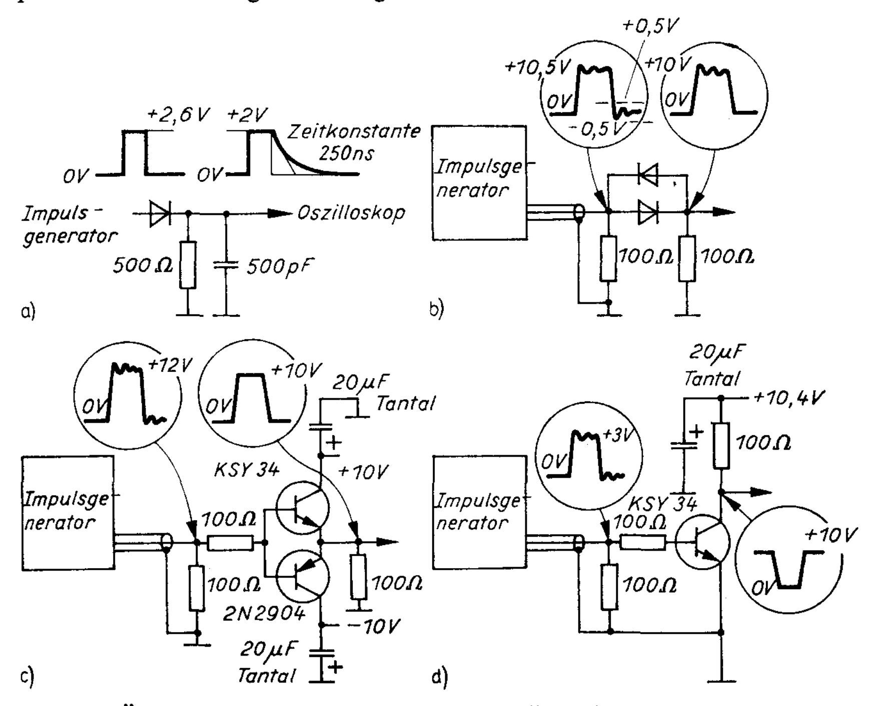


Bild 9.19. ***Überprüfen des Impulsverhaltens eines Oszillographen***
a) nach Überlastung; b) bis d) Formungsmöglichkeiten für die Aussteuerungsimpulse

Die letzte Schwierigkeit ist die der Unruhe des Strahles nach Rückkehr zum Schirm. Sie stellt sich als ein winziges, ruckweises, regelloses Schwingen dar, dessen Frequenz die Transitfrequenz des Operationsverstärkers weit überschreitet und deshalb nicht seiner Instabilität zugeschrieben werden kann. Der regellose Charakter weist auf Rauschen hin, was aber zu groß ist, um durch Operationsverstärkerrauschen verursacht zu sein. Außerdem verschwindet die Erscheinung außerhalb der Impulse. Die Unruhe entsteht vielmehr durch die Impulsantwort der aus verteilten Parametern bestehenden Meßanordnung, die durch Reflexionen an unabgeschlossenen Kabeln und durch Schwingungen an Leitungsinduktivitäten gebildet wird. Eine Vorstellung von der Intensität erhält man nach Verbinden des Oszilloskoptastkopfes direkt mit Erde. Die Spur auf dem Schirm hat das Aussehen von Rasen. Es verändert sich, wenn man den Tastkopf in die Hand nimmt, die Leitung neu ordnet oder ein nahestehendes Gerät einschaltet. Es können wenige allgemeine Regeln im voraus angegeben werden. Üblicherweise hilft es, eine zentrale Masse in der Nähe des Verstärkers zu schaffen, eine sternförmige Verbindung aller Ge-

räte und Betriebsspannungsquellen zu bilden, alle Leitungslängen zu kürzen und den Querschnitt von Erdungsleitungen und der Koaxialkabelschirme zu erhöhen (z. B. mit einer um das Kabel gewundenen Litze).

Spannungsfolger [89]

Die Schaltung für die Messung der Einschwingzeit eines Spannungsfolgers im Bild 9.20 ist von den Bildern 8.25 und 9.18 abgeleitet. Der Aussteuerungsimpuls, der so erzeugt wird, wie zuvor beschrieben, wird dem zu messenden Operationsverstärker wie auch einem Hilfsspannungsinverter zugeführt. In der Mitte der Widerstände R_N wird die Antwort des Spannungsfolgers mit dem invertierten Impuls verglichen. Für die richtige Messung ist die Verwendung eines Hilfsinverters mit relativ kurzer Einschwingzeit Bedingung. Diese Bedingung ist leicht zu erfüllen, wenn Universalverstärker und Operationsverstärker mittlerer Geschwindigkeit zu messen sind. Bei der Messung von Impulsoperationsverstärkern guter Qualität kann diese jedoch zum Problem werden.

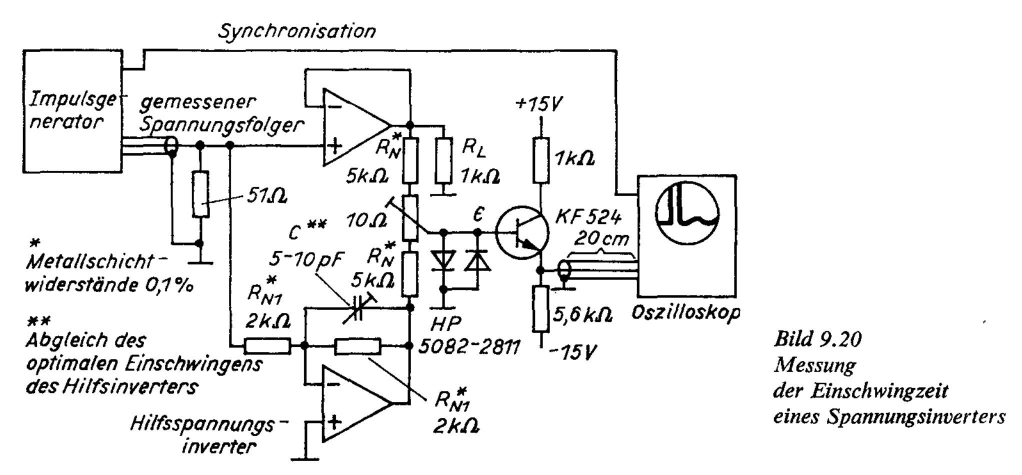


Bild 9.20 Messung der Einschwingzeit eines Spannungsinverters

In welchem Maße das Einschwingen des Hilfsinverters die auf dem Oszilloskopschirm beobachtete Zeitantwort stört, kann natürlich leicht bestimmt werden, indem der zu testende Spannungsfolger (möglicherweise mit dem Lastwiderstand) entfernt und durch einen Kurzschlußdraht ersetzt wird. Ein optimaler Zeitverlauf wird dann durch Abgleich des Kompensationskondensators C erzielt.

Die Oszillogramme im Bild 9.21 veranschaulichen das dazu Gesagte.

9.6. Zusammenfassung

1. Dynamische Fehler der Operationsschaltungen im Zeitbereich können nur in einfachen idealisierten Fällen mathematisch behandelt werden.
2. Die Einschwingzeit ist nicht aus der bloßen Kenntnis der Transitfrequenz und der Slewrate ableitbar.
3. Die Einschwingzeit t_s einer Widerstandsoperationsschaltung erster Ordnung mit der Grenzfrequenz $f_c = 1/2\pi\tau_c$ auf einen Fehler $-\varepsilon$ ist

$$t_s = 2{,}3\tau_c \log\left(-\frac{1}{\varepsilon}\right)$$

(exponentielles Einschwingen). Etwa $10\tau_c$ sind für ein Einschwingen auf einen Fehler von 0,01 % notwendig.

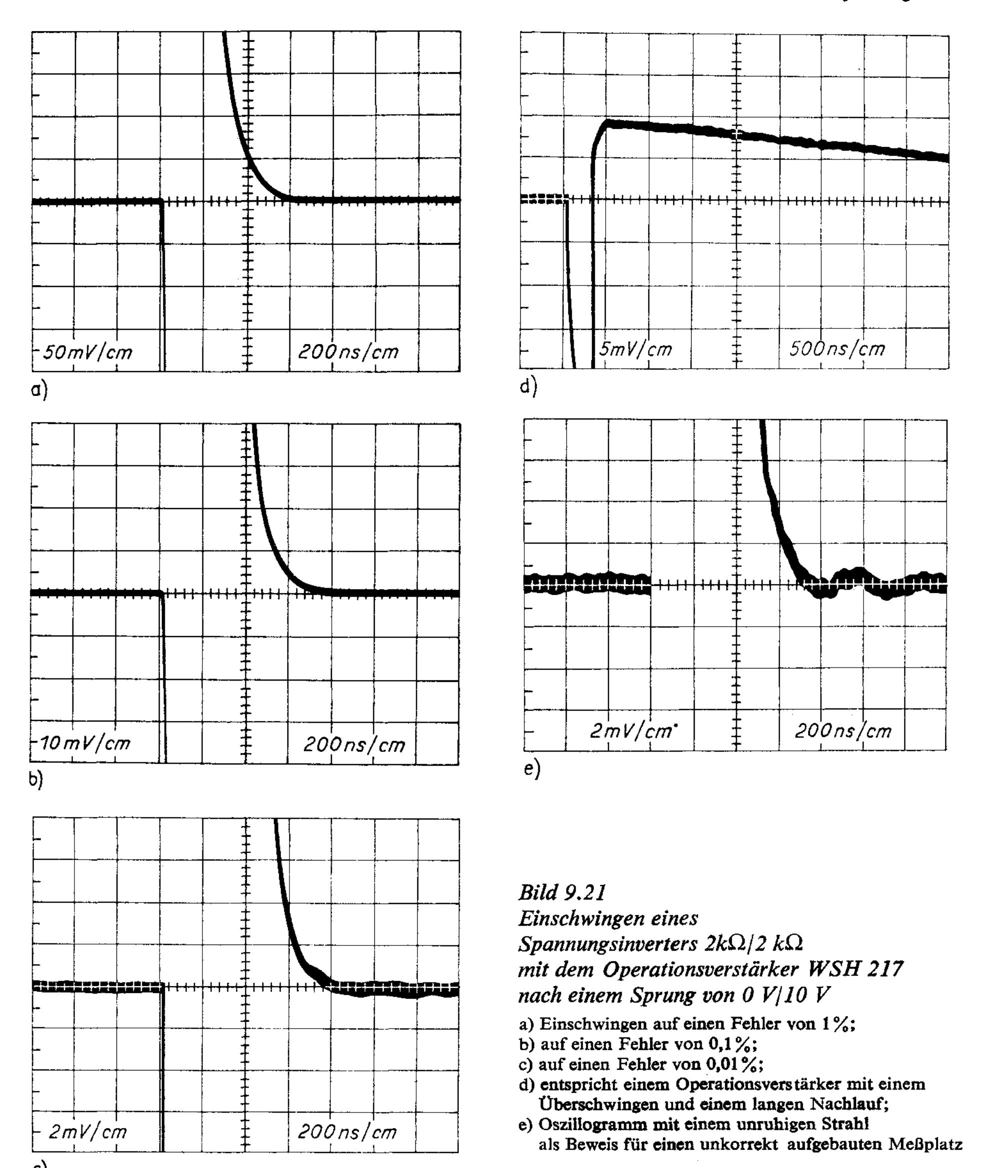


Bild 9.21
Einschwingen eines Spannungsinverters 2kΩ/2 kΩ mit dem Operationsverstärker WSH 217 nach einem Sprung von 0 V/10 V

a) Einschwingen auf einen Fehler von 1%;
b) auf einen Fehler von 0,1%;
c) auf einen Fehler von 0,01%;
d) entspricht einem Operationsverstärker mit einem Überschwingen und einem langen Nachlauf;
e) Oszillogramm mit einem unruhigen Strahl als Beweis für einen unkorrekt aufgebauten Meßplatz

4. Die minimal notwendige Zeit für die Änderung der Ausgangsspannung eines Spannungsfolgers oder Spannungsinverters um den Wert U_a ist

$$t_s = \frac{U_a}{S}$$

(Slewratebegrenzung).

5. Die Einschwingzeit einer Widerstandsoperationsschaltung 1. Ordnung gemäß Punkt 3 mit einer nichtlinearen Begrenzung gemäß Punkt 4 ist

$$t_s = \frac{U_a}{S} - \tau_c + 2{,}3\tau_c \log\left(-\frac{S\tau_c}{\varepsilon U_a}\right).$$

6. Eine bedingt ideale Form der Verstärkung eines für Impulsanwendungen bestimmten Operationsverstärkers ist

$$A = \frac{A_0}{1 + sA_0/\omega_t}.$$

Sein Frequenzgang entspricht dem Frequenzgang eines *RC*-Verzögerungsnetzwerkes mit einem monotonen Abfall von -20 dB/Dekade.

7. Das Frequenzpaar ist ein Paar eines reellen Poles $-\omega_P$ und einer reellen Nullstelle $-\omega_Z$, das eine Unregelmäßigkeit von der Form

$$\frac{1 + s/\omega_Z}{1 + s/\omega_P}$$

in die Verstärkung des Operationsverstärkers einführt.
Das differenzierende Frequenzpaar ($\omega_P > \omega_Z$) verursacht ein Unterschwingen und einen langen Nachlauf der Sprungantwort.
Ein enges integrierendes Frequenzpaar ($\omega_P < \omega_Z$) verursacht ein Überschwingen und einen langen Nachlauf.
Ein weites integrierendes Frequenzpaar ($\omega_P \ll \omega_Z$) verursacht Überschwingen und gedämpfte Schwingungen.

8. Ist ein integrierendes Frequenzpaar aus irgendeinem Grunde unvermeidlich, so ist seine optimale Lage eine Dekade unter der Transitfrequenz f_t.
9. Die einzig praktische Möglichkeit zur Verkürzung der Einschwingzeit auf einen Fehler von 0,01 % unter 500 ns ist die Anwendung eines zweistufigen Operationsverstärkers mit einem einzigen Kompensationskondensator.
10. Je höher die Rückkopplungswiderstände sind und je schneller der Operationsverstärker ist, um so gefährlicher ist die Streukapazität am Summierpunkt C_x des Spannungsinverters. Eine unterkritische Kapazität C_x verändert weder den aperiodischen Charakter der Sprungantwort noch beeinflußt sie die Einschwingzeit. Eine überkritische Kapazität verursacht Überschwingen und gedämpfte Schwingungen und beherrscht die Einschwingzeit.
11. Die Rückkopplungswiderstände eines Spannungsinverters für Impulsanwendungen haben Werte von rund 1 kΩ.
12. Die Summierpunktkapazität läßt sich durch Einschalten eines kleinen Kondensators von 2 bis 50 pF zwischen den Ausgang und den nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers kompensieren. Sein richtiger Wert wird experimentell oder auf Grund von Erfahrung bestimmt.
13. Der Geschwindigkeitsfehler einer von einer Rampe angesteuerten Widerstandsoperationsschaltung 1. Ordnung mit einer Grenzfrequenz $f_c = 1/2\pi\tau_c$ und der Ausgangsgeschwindigkeit w_a ist

$$\epsilon_a = -w_a\tau_c.$$

14. Die Geschwindigkeitsfehler ϵ_a im Zeitbereich und der Vektorfehler ε_V im Frequenzbereich sind Ausdruck derselben primären dynamischen Begrenzung, die durch die Grenzfrequenz f_c der Operationsschaltung verursacht wird. In der Widerstandsoperationsschaltung 1. Ordnung sind beide Fehler durch den Ausdruck

$$-\frac{\epsilon_a}{U_a} = \varepsilon_V(f_w)$$

verknüpft, wobei $2\pi f_w U_a = w_a$.

15. Die genaue und schnelle nach dem Vektor- oder Geschwindigkeitsfehler beurteilte Verarbeitung eines kontinuierlich variablen Signals stellt gewöhnlich höhere Forderungen an den Operationsverstärker als die Verarbeitung eines nach der Einschwingzeit auf den gleichen Fehler beurteilten Impulssignals.
16. Die Messung der Einschwingzeit eines schnellen Operationsverstärkers ist schwierig. Sie erfordert eine gute Testeinrichtung (Oszilloskop und Impulsgenerator), einen gut organisierten Testplatz und einen erfahrenen Experimentator.

10. Eingangs- und Ausgangsimpedanzen

Im Abschnitt 7. fanden wir einen übersichtlichen Ausdruck für die Verstärkung einer Operationsschaltung. Da die Signalverstärkung nur einer der wichtigen Parameter ist, erhebt sich die Frage, ob die anderen Leistungskennwerte einer Operationsschaltung, z.B. ihre Eingangs- und Ausgangsimpedanzen, in eine ähnliche Form gebracht werden können.

Bevor wir diese Frage beantworten, erinnern wir uns der beiden Definitionen der Innenimpedanz von zwei an einer linearen aktiven Schaltung ausgewählten Anschlüssen nach Bild 10.1. Vom Standpunkt der Schaltungstheorie aus sind beide Definitionen äquivalent. Aus praktischen Gründen ist die erste Definition mehr zur Bestimmung einer relativ niedrigen Innenimpedanz und die zweite mehr zur Bestimmung einer relativ hohen Innenimpedanz geeignet, wie wir später sehen werden.

10.1. Eingangsimpedanz der Operationsschaltung

10.1.1. Blackmansche Impedanzbeziehung

Die Innenimpedanz Z eines beliebigen Paares von Anschlüssen 1,1′ einer linearen Operationsschaltung wird durch die Blackmansche Beziehung [93] bis [96]

$$Z = Z_0 \frac{1 + \beta_{sc}A}{1 + \beta_{oc}A} \tag{10.1}$$

bestimmt. In dieser Beziehung bedeuten

Z_0 die Innenimpedanz an den Anschlüssen 1,1′ einer gedachten passiven Operationsschaltung (bei $A = 0$),

β_{sc} den Rückkopplungsfaktor bei kurzgeschlossenen Anschlüssen 1,1′,

β_{oc} den Rückkopplungsfaktor bei offenen Anschlüssen 1,1′.

Die Rückkopplungsfaktoren β_{sc} und β_{oc} unterscheiden sich im allgemeinen von dem früheren Rückkopplungsfaktor β, weil das Kurzschließen oder Offenlassen der untersuchten Anschlüsse nicht notwendigerweise mit dem normalen Arbeitszustand der Operationsschaltung übereinstimmen muß.

Die Rückkopplungsfaktoren β_{sc} und β_{oc} charakterisieren drei Arten von Operationsschaltungsanschlüssen [95]: das Parallelanschlußpaar, das Serienanschlußpaar und das allgemeine Anschlußpaar. Anhand von Beispielen wird in den Abschnitten 10.1.3. und 10.2.2. gezeigt, daß sich der Eingang und der Ausgang der Operationsschaltung oft wie ein Parallel- oder Serienanschlußpaar verhalten.

Ein *Parallelanschlußpaar* ist ein Paar, dessen Kurzschluß die Rückkopplung unterbindet: $\beta_{sc} = 0$. Die Innenimpedanz eines Parallelanschlußpaares

$$Z = \frac{Z_0}{1 + \beta_{oc}A} \approx \frac{Z_0}{\beta_{oc}A} \tag{10.1 a}$$

wird um den Faktor der inversen Schleifenverstärkung $1/(\beta_{oc}A)$ verringert. Ein Beispiel für ein Parallelanschlußpaar ist der Eingang eines *I-U*-Wandlers oder der Ausgang eines Spannungsfolgers in bezug auf Erde.

Ein *Serienanschlußpaar* ist ein Paar, dessen Leerlauf die Rückkopplung unterbindet: $\beta_{oc} = 0$. Die Innenimpedanz eines Serienanschlußpaares

$$Z = Z_0 (1 + \beta_{sc}A) \approx Z_0 \beta_{sc} A \tag{10.1b}$$

wird um den Faktor der Schleifenverstärkung $\beta_{sc}A$ erhöht. Ein Beispiel für ein Serienanschlußpaar ist der Ausgang eines *U-I*-Wandlers.

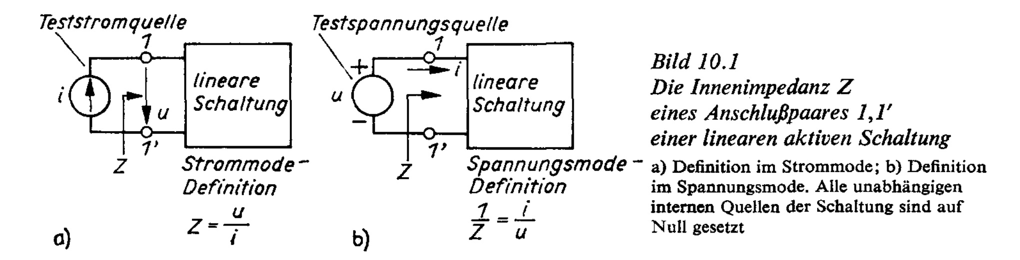


Bild 10.1
Die Innenimpedanz Z eines Anschlußpaares 1,1' einer linearen aktiven Schaltung
a) Definition im Strommode; b) Definition im Spannungsmode. Alle unabhängigen internen Quellen der Schaltung sind auf Null gesetzt

Ein *allgemeines Anschlußpaar* ist ein Paar, dessen beide Rückkopplungsfaktoren β_{sc} und β_{oc} von Null verschieden sind. Ein Beispiel für ein allgemeines Anschlußpaar ist der Eingang eines Spannungsinverters in bezug auf Erde.

Die neutral geschriebene Impedanzbeziehung (10.1) kann in zwei besondere Formen überführt werden, die in ähnlicher Weise wie die Schaltungen im Bild 10.1 miteinander verwandt sind.

Wird in Gl. (10.1) $A = \infty$ gesetzt, so ergibt sich eine Impedanz

$$Z_\infty = Z_0 \frac{\beta_{sc}}{\beta_{oc}}, \tag{10.2}$$

die die Bedeutung einer *idealisierten Innenimpedanz hat.* Nach Elimination eines der beiden Rückkopplungsfaktoren β_{sc} oder β_{oc} aus den Gln. (10.1) und (10.2) kann die Impedanzbeziehung in die folgenden Formen umgeschrieben werden:

$$Z = \left(Z_\infty + \frac{Z_0}{\beta_{oc}A}\right) \frac{\beta_{oc}A}{1 + \beta_{oc}A} \approx Z_\infty + \frac{Z_0}{\beta_{oc}A}, \tag{10.3}$$

$$\frac{1}{Z} = \left(\frac{1}{Z_\infty} + \frac{1}{Z_0 \beta_{sc} A}\right) \frac{\beta_{sc}A}{1 + \beta_{sc}A} \approx \frac{1}{Z_\infty} + \frac{1}{Z_0 \beta_{sc} A}. \tag{10.4}$$

Die genäherten Ausdrücke gelten für eine genügend hohe Schleifenverstärkung $|\beta_{oc}A|$ oder $|\beta_{sc}A| \gg 1$.

Der Leser kann zwischen der neutralen Impedanzbeziehung (10.1) und deren Modifikationen wählen. Die Impedanzbeziehung in der Form der Gln. (10.3) und (10.4) besitzt den Vorteil, daß nur ein Rückkopplungsfaktor β_{oc} oder β_{sc} benötigt wird, der in praktischen Fällen nahezu gleich dem normalen Rückkopplungsfaktor β ist. Diese Form erfordert zwar die Kenntnis der idealisierten Impedanz Z_∞, aber es zeigt sich, daß diese wegen der engen Verwandtschaft zur idealen Impedanz Z_I leicht zu ermitteln ist.

Eine nähere Untersuchung der Impedanzbeziehungen (10.3) und (10.4) offenbart folgendes:

1. Die Innenimpedanz Z oder die Innenadmittanz $1/Z$ eines beliebigen Anschlußpaares einer Operationsschaltung hat dieselbe formale Struktur wie die Signalverstärkung G. Das zeigt, daß die Gln. (10.3) und (10.4) auch direkt abgeleitet werden können, wenn analog zu dem bei der Suche von Gl. (7.14) benutzten Verfahren vorgegangen wird.
2. In Analogie zu Abschnitt 7.3.1. hat die idealisierte Innenimpedanz Z_∞ diese Eigenschaften:
   (a) Sie hängt vom Operationsverstärker nur durch dessen Gleichtaktparameter X, Z_{cm}^+ und Z_{cm}^- ab.
   (b) Ist die externe Impedanz zwischen dem nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers und der Erde Null (d. h. ist der nichtinvertierende Eingang tatsächlich oder signalmäßig gegen Erde kurzgeschlossen), so hängt Z_∞ in keiner Weise vom Operationsverstärker ab und ist mit der idealen Innenimpedanz Z_I identisch.
3. Bei einem parallelen Anschlußpaar ist die Impedanz Z_∞ Null, bei einem Serienanschlußpaar ist sie unendlich, s. Gl. (10.1 a, b) für $A = \infty$.
4. Die passive Impedanz Z_0 hängt von allen multiplikativen Parametern des Operationsverstärkers außer der Verstärkung A ab.
5. Ist der offene oder kurzgeschlossene Zustand des untersuchten Anschlußpaares ein normaler Arbeitszustand, so stimmen die Rückkopplungsfaktoren β_{sc} oder β_{oc} mit dem normalen Rückkopplungsfaktor β überein.
6. Die Innenimpedanz Z, gemessen im Strommode (Bild 10.1 a), ist gleich der Reihenschaltung der Impedanzen Z_∞ und $Z_0/(\beta_{\mathrm{oc}}A)$, multipliziert mit dem Fehlerfaktor $\beta_{\mathrm{oc}}A/(1 + \beta_{\mathrm{oc}}A)$.
7. Die Innenadmittanz $1/Z$, gemessen im Spannungsmode (Bild 10.1 b), ist gleich der Parallelschaltung der Admittanzen $1/Z_\infty$ und $1/(Z_0\beta_{\mathrm{sc}}A)$, multipliziert mit dem Fehlerfaktor $\beta_{\mathrm{sc}}A/(1 + \beta_{\mathrm{sc}}A)$.
8. Die Fehlerfaktoren in den Gln. (10.3) und (10.4) sind im Frequenzbereich, in dem $|\beta_{\mathrm{oc}}A|$, $|\beta_{\mathrm{sc}}A| \gg 1$, nahe 1.

Die Gleichungen (10.3) und (10.4) wurden von der Gl. (10.1) abgeleitet und müssen demzufolge im allgemeinen dasselbe Resultat ergeben. In bestimmten Fällen kann jedoch eine von ihnen versagen.[1]) Deshalb geben wir Gl. (10.3) bei Operationsschaltungen mit Parallelgegenkopplung und Spannungsausgang und Gl. (10.4) bei Operationsschaltungen mit Seriengegenkopplung und Stromausgang den Vorzug. Die praktischen Gründe dafür werden in den Abschnitten 10.1.3. und 10.2.2. ersichtlich.

10.1.2. Definition der Eingangsimpedanz im Strommode und im Spannungsmode

Die Definitionsbedingungen einer Operationsschaltung für die Berechnung der *Eingangsimpedanz* Z_e sind im Bild 10.2 dargestellt.

Die Strommodedefinition

$$Z_e = \left(Z_{e\infty} + \frac{Z_{e0}}{\beta_{\mathrm{oc}}A}\right)\frac{\beta_{\mathrm{oc}}A}{1 + \beta_{\mathrm{oc}}A} \tag{10.5}$$

[1]) Die Ursache für das Versagen ist nicht eine der Impedanzbeziehung (10.1) innewohnende Eigenschaft, sondern vielmehr eine Folge ihrer Modifikation durch Anwendung der Gl. (10.2). Das Versagen zeigt sich durch das Auftreten eines unbestimmten Ausdruckes nach der direkten Substitution von Null oder Unendlich für Z_∞, Z_0, β_{oc} und β_{sc}.

beruht auf der Substitution der Eingangssignalquelle durch eine Teststromquelle (Bild 10.2a). Sie ist für die Berechnung stromgesteuerter Operationsschaltungen (insbesondere von Operationsschaltungen mit Parallelgegenkopplung) geeignet. Vergleiche dazu Punkt 5 des vorangegangenen Textes.

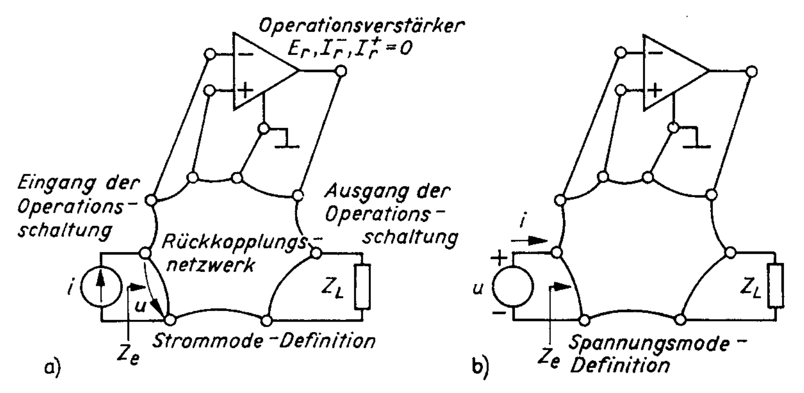


Bild 10.2. Definitionsbedingungen der Operationsschaltung für die Berechnung der Eingangsimpedanz Z_e

a) im Strommode; b) im Spannungsmode

Die Spannungsmodedefinition

$$\frac{1}{Z_e} = \left(\frac{1}{Z_{e\infty}} + \frac{1}{Z_{e0}\beta_{sc}A}\right)\frac{\beta_{sc}A}{1+\beta_{sc}A} \tag{10.6}$$

beruht auf der Substitution der Eingangssignalquelle durch eine Testspannungsquelle (Bild 10.2b). Sie ist für die Berechnung spannungsgesteuerter Operationsschaltungen (insbesondere von Operationsschaltungen mit Seriengegenkopplung) geeignet.

10.1.3. Beispiele für die Berechnung der Eingangsimpedanz

Die Anwendung der allgemeinen Gln. (10.5) und (10.6) wird an einigen gelösten Beispielen demonstriert. Weil wir an eine praktische Nützlichkeit denken, machen wir bereits zu Beginn einige Annahmen, die sowohl die Berechnung als auch die Endformeln bedeutend vereinfachen werden. Wir setzen einen Operationsverstärker mit

- einer niedrigen Ausgangsimpedanz Z_0,
- einer hohen Gleichtaktunterdrückung X und
- hohen Eingangsimpedanzen Z_d, Z_{cm}^- und $Z_{cm}^+ \gg Z, Z_1, Z_2$ usw.

voraus. Am ersten Beispiel wollen wir die Zulässigkeit einer solchen Vereinfachung zeigen.

Der *Spannungsfolger* im Bild 10.3a ist eine Serienoperationsschaltung, die normalerweise von einer Spannungsquelle angesteuert wird; die Berechnung erfolgt passend mit Gl. (10.6).

Der Rückkopplungsfaktor β_{sc} ist laut Tafel IIG im Tafelanhang

$$\frac{1}{\beta_{sc}} = 1 + \frac{Z_0}{Z_L \| Z_d \| Z_{cm}^-} \approx 1 .$$

Die Impedanz $Z_{e\infty}$ wird mit Hilfe der Ersatzschaltung (*b*) bestimmt. Aus der Annahme $A = \infty$ folgt $e_d = 0$. Die Impedanz Z_d ist unwirksam und

$$Z_{e\infty} = Z_{cm}^{+}.$$

Zur Berechnung der Impedanz Z_{e0} nach der Ersatzschaltung (*c*) wird an den Eingang eine Testspannung u gelegt und der Strom durch Superposition von u und u/X bestimmt. Das Verhältnis i/u liefert

$$\frac{1}{Z_{e0}} = \frac{1}{Z_{cm}^{+}} + \frac{1}{Z_d + Z_{cm}^{-} \| Z_0 \| Z_L} \left(1 + \frac{1}{X} \frac{Z_{cm}^{-}}{Z_{cm}^{-} + Z_0 \| Z_L}\right)$$

oder

$$Z_{e0} \approx Z_d \| Z_{cm}^{+}.$$

Es ist offensichtlich, daß die Parameter X und Z_0 in den Ausdrücken für β_{sc} und Z_{e0} insignifikant sind.

Mit den vereinfachten Ausdrücken wird aus Gl. (10.6):

$$\frac{1}{Z_e} = \left(\frac{1}{Z_{cm}^{+}} + \frac{1}{(Z_d \| Z_{cm}^{+})\, A}\right) \frac{A}{1 + A} = \frac{1}{Z_{cm}^{+}} + \frac{1}{Z_d\,(1 + A)}. \tag{10.7a}$$

Die Eingangsimpedanz eines Spannungsfolgers ist gleich der Parallelschaltung der Gleichtakteingangsimpedanz Z_{cm}^{+} und der mit der Verstärkung $(A + 1)$ multiplizierten Differenzeingangsimpedanz Z_d des Operationsverstärkers. Wir wollen deren relative Größe abschätzen.

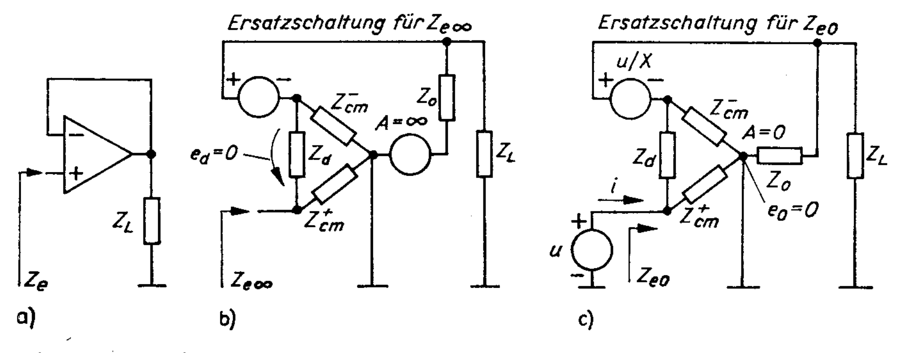


Bild 10.3. Die vollständige Berechnung der Eingangsimpedanz eines Spannungsfolgers soll die geringe Bedeutung der Parameter Z_0 und X zeigen

Bei einem bipolaren Universaloperationsverstärker ($R_d = 0{,}5\ \text{M}\Omega$, $R_{cm}^{+} = 500\ \text{M}\Omega$, $A_0 = 100000$) ist bei Gleichspannung

$$\frac{R_d\,(1 + A_0)}{R_{cm}^{+}} = \frac{50\ \text{G}\Omega}{500\ \text{M}\Omega} \gg 1,$$

und der Widerstand R_{cm}^{+} dominiert in der Parallelschaltung. Bei einem Operationsverstärker mit FET-Eingang ist die Komponente $R_d\,(1 + A_0)$ so groß, daß es uninteressant ist, den exakten Wert zu ermitteln.

Im mittleren Frequenzbereich oberhalb der dominanten Frequenz f_0 werden $1 + A \approx \omega_t/j\omega$ und $Z^+_{cm} \approx 1/(j\omega C^+_{cm})$, so daß

$$\left|\frac{Z_d(1 + A)}{Z^+_{cm}}\right| = \frac{\omega_t C^+_{cm} R_d}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_d)^2}}, \qquad \omega_d = \frac{1}{C_d R_d}.$$

Bei einem bipolaren Universaloperationsverstärker ($C^+_{cm} = 2$ pF, $C_d = 2$ pF, $R_d = 0{,}5$ MΩ, $f_t = 1$ MHz) werden $\omega_d/2\pi = 160$ kHz und $\omega_t C^+_{cm} R_d = 6{,}3$, und der entscheidende Einfluß der Gleichtakteingangsimpedanz Z^+_{cm} bleibt erhalten.

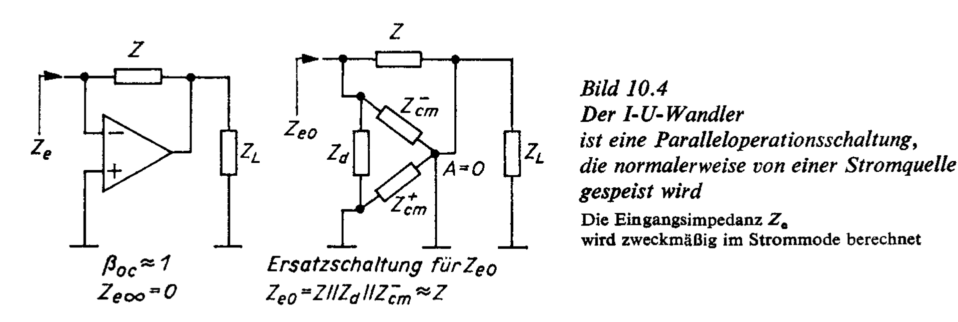


Bild 10.4
Der I-U-Wandler
ist eine Paralleloperationsschaltung,
die normalerweise von einer Stromquelle
gespeist wird
Die Eingangsimpedanz Z_e
wird zweckmäßig im Strommode berechnet

Zusammenfassend kann man sagen, daß bei jedem praktischen Spannungsfolger

$$Z_e = Z^+_{cm} \tag{10.7b}$$

gesetzt werden kann (siehe Tafel VG im Tafelanhang).

Der *I-U-Wandler* im Bild 10.4 ist eine Operationsschaltung mit Stromeingang, dessen Eingangsimpedanz wird nach Gl. (10.5) berechnet.

Der vereinfachte Rückkopplungsfaktor β_{oc} ist

$$\beta_{oc} = 1$$

(s. Tafel II C im Tafelanhang). Die Impedanz $Z_{e\infty}$ ist Null,

$$Z_{e\infty} = 0,$$

da sich bei $A = \infty$ der invertierende Eingang des Operationsverstärkers wie eine virtuelle Erde verhält. Die Impedanz Z_{e0} ist entsprechend der Ersatzschaltung

$$Z_{e0} = Z \| Z_d \| Z^+_{cm} \approx Z.$$

Die Kombination aller drei Komponenten entsprechend Gl. (10.5) führt zu

$$Z_e = \frac{Z \| Z_d \| Z^-_{cm}}{1 + \beta_{oc} A} \approx \frac{Z}{1 + A} \tag{10.8}$$

(s. Tafel VC im Tafelanhang).

Für den letzten Ausdruck gibt es eine sehr praktische Interpretation. Soll die Strom-Spannungs-Wandlung nur passiv mit Hilfe einer einfachen geerdeten Impedanz Z realisiert werden, so würde deren Größe von einem Kompromiß zwischen Empfindlichkeit und Genauigkeit bestimmt: Eine hohe Empfindlichkeit erfordert ein großes Z, eine hohe Genauigkeit aber erfordert einen Wert von Z, der gegenüber der Innenimpedanz der gemessenen Stromquelle klein genug ist und vernachlässigt werden kann. Ein Operationsverstärker in der Transimpedanzschaltung nach Bild 10.4 erlaubt die Optimierung der

Impedanz Z allein mit Rücksicht auf die geforderte Empfindlichkeit, weil deren Größe in dieser Schaltung in bezug auf die Signalquelle um den Faktor $1 + A$ reduziert wird.

Zur Veranschaulichung betrachten wir eine Signalquelle von 1 pA mit einem Innenwiderstand von 1 TΩ. Für einen maximalen Fehler von 1 % hätte der maximale geerdete Meßwiderstand $Z = R$ eine Größe von 10 GΩ, und die entsprechende Empfindlichkeit wäre 10 mV/pA. Der *I-U*-Wandler ermöglicht es, R auf 1 TΩ zu erhöhen, und damit eine hohe Empfindlichkeit von −1 V/pA und einen vernachlässigbaren Fehler von 0,001 % entsprechend einem Eingangswiderstand von $R_e = R/(1 + A_0) = 10$ MΩ bei $A_0 = 100000$ zu erreichen.

Schließlich wollen wir noch sehen, wozu Gl. (10.6) benutzt werden kann. Wir vermuten, daß das Anschließen einer Testspannungsquelle an die virtuelle Erde des Eingangsanschlusses Schwierigkeiten bereitet.

Das Erden des invertierenden Eingangs des Operationsverstärkers unterbindet die Rückkopplung:

$$\beta_{sc} = 0 .$$

Das Einsetzen in Gl. (10.6) führt tatsächlich zu dem unbestimmten Ausdruck

$$\frac{1}{Z_e} = \left(\frac{1}{0} + \frac{1}{(Z \| Z_d \| Z_{cm}^-)\, 0 \times A}\right) \frac{0 \times A}{1 + 0 \times A},$$

dessen Größe nicht bestimmt werden kann.

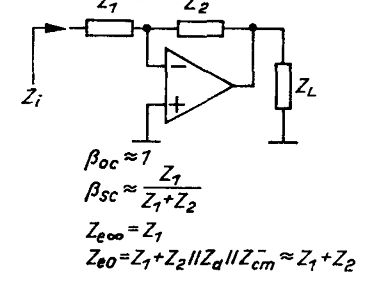


Bild 10.5
Der Spannungsinverter als Paralleloperationsschaltung wird besser im Strommode untersucht, obwohl das Eingangssignal eine Spannung ist.
Man beachte den Unterschied $\beta_{oc} \neq \beta_{sc}$

Der *Spannungsinverter* im Bild 10.5 ist eine Operationsschaltung mit Spannungseingang, aber als Parallelschaltung wird er vorteilhafter im Strommode untersucht. Dies führt zu einem Unterschied zwischen dem Rückkopplungsfaktor

$$\beta_{oc} = 1 ,$$

der einer Unterbrechung des Eingangsanschlusses entspricht, und dem Rückkopplungsfaktor

$$\beta_{sc} = \beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2},$$

der einer normalen Funktion des Inverters entspricht.

Zur Berechnung der Impedanzen $Z_{e\infty}$ und Z_{e0} bedenken wir, daß der Inverter aus dem vorhergehenden *I-U*-Wandler durch Einfügen der Impedanz Z_1 entstanden ist. So gilt

$$Z_{e\infty} = Z_1 ,$$

$$Z_{e0} = Z_1 + Z_2 \| Z_d \| Z_{cm}^- \approx Z_1 + Z_2 .$$

Einsetzen in Gl. (10.5) ergibt

$$Z_e = \left(Z_1 + \frac{Z_1 + Z_2}{A}\right)\frac{A}{1+A} = Z_1 + \frac{Z_2}{1+A}. \tag{10.9}$$

Dasselbe folgt nach einiger Behandlung aus dem zweiten Ausdruck

$$\frac{1}{Z_e} = \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{(Z_1 + Z_2)\,\beta_{sc}A}\right)\frac{\beta_{sc}A}{1 + \beta_{sc}A},$$

der durch Einsetzen in Gl. (10.6) entsteht.

Die Eingangsimpedanz des Spannungsinverters ist gleich der Reihenschaltung einer von der Rückkopplung unabhängigen Impedanz Z_1 und der Innenimpedanz $Z_2/(1 + A)$ des Summierpunktes.

Tafel V im Tafelanhang faßt die vereinfachten Ausdrücke für die Eingangsimpedanzen von grundlegenden Operationsschaltungen zusammen.

10.2. Ausgangsimpedanz der Operationsschaltung

10.2.1. Definition der Ausgangsimpedanz im Strommode und im Spannungsmode

Die Definitionsbedingungen der Operationsschaltung für die Berechnung der *Ausgangsimpedanz* Z_a sind im Bild 10.6 dargestellt. Die Eingangssignalquelle ist durch ihre Innenimpedanz Z_s ersetzt.

Die Strommodedefinition

$$Z_a = \left(Z_{a\infty} + \frac{Z_{a0}}{\beta_{oc}A}\right)\frac{\beta_{oc}A}{1 + \beta_{oc}A} \tag{10.10}$$

beruht auf dem Ersatz der Lastimpedanz Z_L durch eine Teststromquelle (Bild 10.6a). Sie ist für Operationsschaltungen mit Spannungsausgang geeignet.

Die Spannungsmodedefinition

$$\frac{1}{Z_a} = \left(\frac{1}{Z_{a\infty}} + \frac{1}{Z_{a0}\beta_{sc}A}\right)\frac{\beta_{sc}A}{1 + \beta_{sc}A} \tag{10.11}$$

beruht auf dem Ersatz der Lastimpedanz durch eine Testspannungsquelle (Bild 10.6b). Sie ist für Operationsschaltungen mit Stromausgang geeignet.

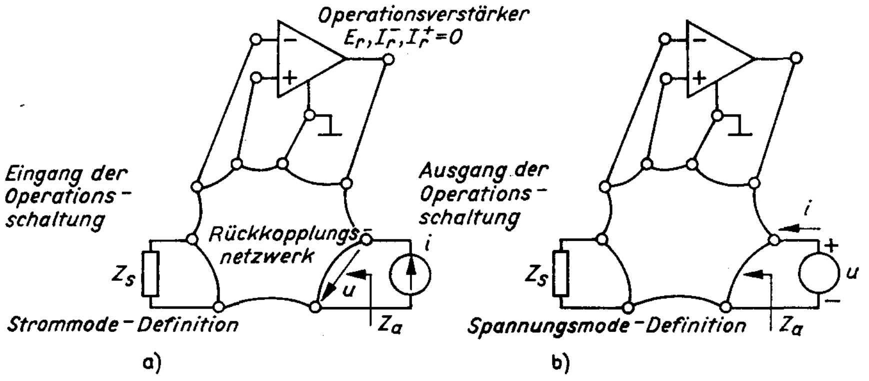


Bild 10.6. Definitionsbedingungen der Operationsschaltung für die Berechnung der Ausgangsimpedanz Z_a
a) im Strommode; b) im Spannungsmode

10.2.2. Beispiele für die Berechnung der Ausgangsimpedanz

Aus demselben Grunde wie im Abschnitt 10.1.3. nehmen wir einen Operationsverstärker mit

- einer hohen Gleichtaktunterdrückung X und
- hohen Eingangsimpedanzen Z_d, Z_{cm}^-, $Z_{cm}^+ \gg Z_0$, Z_s, Z_1, Z_2, Z usw.

an. Das erste Beispiel wird die Sinnfälligkeit dieser Annahmen zeigen.

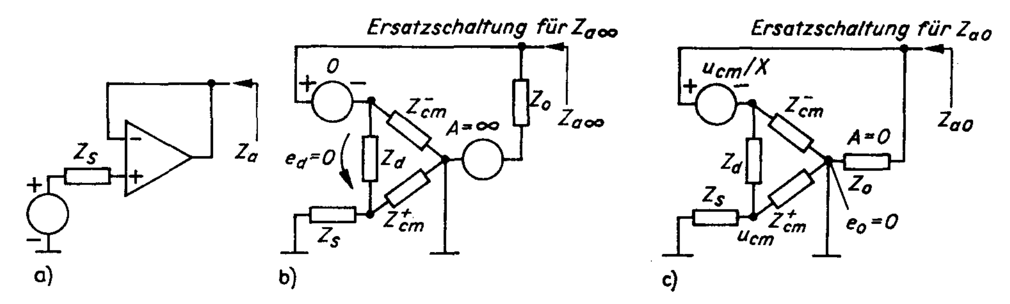


Bild 10.7. Die vollständige Berechnung der Ausgangsimpedanz eines Spannungsfolgers soll die geringe Bedeutung der Parameter X und Z_s zeigen

Der *Spannungsfolger* im Bild 10.7a ist an eine Signalquelle mit der Innenimpedanz Z_s angeschlossen. Dessen Ausgangssignal ist eine Spannung, so daß die Berechnung nach Gl. (10.10) erfolgt.

Der Rückkopplungsfaktor β_{oc} entsprechend einem unbelasteten Ausgangsanschluß wird

$$\frac{1}{\beta_{oc}} = 1 + \frac{Z_0}{Z_d \| Z_{cm}^-} + \frac{Z_s \| Z_{cm}^+}{Z_d} \left(1 + \frac{1}{X} + \frac{Z_0}{Z_{cm}^-}\right) \approx 1 .$$

Die Impedanz $Z_{a\infty}$ wird mit Hilfe der Ersatzschaltung (b) bestimmt. Aus $A = \infty$ folgt $e_d = 0$, weshalb die Differenzeingangsimpedanz Z_d unwirksam wird und weggelassen werden kann. Dann ist die Impedanz Z_s ebenfalls unwirksam und kann kurzgeschlossen werden. Die Spannung des gesteuerten Generators e_{cm} ist also Null, und demzufolge auch die Ausgangsspannung, oder

$$Z_{a\infty} = 0 .$$

Die Bestimmung der Impedanz Z_{a0} entsprechend der Ersatzschaltung (c) wird als separate Aufgabe betrachtet, die im Spannungsmode gelöst wird:

$$\frac{1}{Z_{a0}} = \frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_{cm}^- \| (Z_d + Z_s \| Z_{cm}^+)} \frac{1}{1 + \dfrac{1}{X} \dfrac{Z_s \| Z_{cm}^+}{Z_d + Z_s \| Z_{cm}^+}},$$

oder

$$Z_{a0} \approx Z_0 .$$

Das Einsetzen der angenäherten Ergebnisse in Gl. (10.10) ergibt

$$Z_a = \frac{Z_0}{1 + A}, \tag{10.12}$$

s. Tafel VIG im Tafelanhang. Mit $R_0 = 100\,\Omega$ und $A_0 = 100000$ wird bei Gleichspannung $R_a = 1\,m\Omega$.

Der Spannungsfolger wirkt als *Impedanzwandler*, er trennt die Eingangssignalquelle von der Ausgangslast und ermöglicht eine große Variabilität von Z_s und Z_L, ohne die Verstärkung $G_I = 1$ zu beeinflussen. Nach Einschalten eines Spannungsfolgers erscheint die Ausgangslast Z_L in bezug auf die Signalquelle als hohe Impedanz $Z_e = Z_{cm}^+$, und die Innenimpedanz Z_s der Signalquelle erscheint in bezug auf die Last als niedrige Impedanz $Z_a = Z_0/(1 + A)$.

Der *U-I-Wandler* (Bild 10.8). Der vereinfachte Rückkopplungsfaktor β_{sc} im Spannungsmode ist

$$\beta_{sc} = \frac{Z}{Z_0 + Z}.$$

Der unendlich hohe Wert der idealisierten Ausgangsimpedanz

$$Z_{a\infty} = \infty$$

folgt aus der Tatsache, daß bei $e_d = 0$ kein Strom durch die gedachte Testspannungsquelle fließt, die zwischen die Ausgangsanschlüsse der Operationsschaltung eingefügt wird. Die Impedanz Z_{a0} ergibt sich aus der Ersatzschaltung annähernd zu

$$Z_{a0} = Z_0 + Z.$$

Einsetzen in Gl. (10.11) ergibt

$$Z_a = (Z_0 + Z)(1 + \beta_{sc}A) = Z_0 + Z(1 + A) \approx Z(1 + A). \tag{10.13}$$

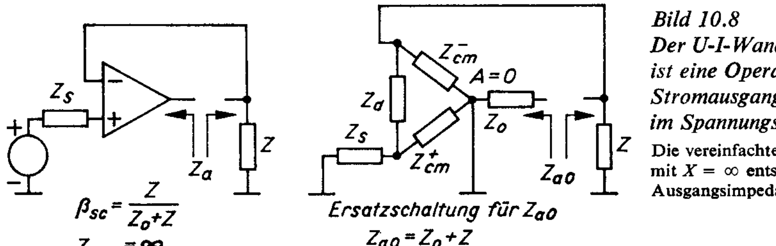


Bild 10.8
Der U-I-Wandler ist eine Operationsschaltung mit Stromausgang und wird zweckmäßig im Spannungsmode untersucht
Die vereinfachte Ersatzschaltung mit $X = \infty$ entspricht der passiven Ausgangsimpedanz Z_{a0}

Eine auf diese Weise realisierte spannungsgesteuerte Stromquelle mit dem Nennwert $I_a = 10\,mA$ und $Z = R = 100\,\Omega$ würde somit einen Gleichspannungsausgangswiderstand von $R_a = 10\,M\Omega$ bei $A_0 = 100000$ besitzen. Bei passiver Realisierung entspräche das einer Spannungsquelle mit demselben Innenwiderstand von $10\,M\Omega$ und einer Leerlaufspannung von 100 kV.

Tafel VI im Tafelanhang faßt die vereinfachten Ausdrücke für die Ausgangsimpedanzen von grundlegenden Operationsschaltungen zusammen.

10.3. Zusammenfassung

1. Die Innenimpedanz Z eines beliebigen Paars von Anschlüssen einer linearen Operationsschaltung hat die Größe

$$Z = Z_0 \frac{1 + \beta_{sc}A}{1 + \beta_{oc}A}.$$

Diese Beziehung kann in einer der beiden Formen

$$Z = \left(Z_\infty + \frac{Z_0}{\beta_{oc}A}\right)\frac{\beta_{oc}A}{1 + \beta_{oc}A} \approx Z_\infty + \frac{Z_0}{\beta_{oc}A}$$

(Strommodedefinition, geeignet für eine niedrige Innenimpedanz) oder

$$\frac{1}{Z} = \left(\frac{1}{Z_\infty} + \frac{1}{Z_0\beta_{sc}A}\right)\frac{\beta_{sc}A}{1 + \beta_{sc}A} \approx \frac{1}{Z_\infty} + \frac{1}{Z_0\beta_{sc}A}$$

(Spannungsmodedefinition, geeignet für eine hohe Innenimpedanz) geschrieben werden.

2. Die Parallelrückkopplung verringert die Eingangsimpedanz der Operationsschaltung um den Faktor $1/(\beta_{oc}A)$.
   Die Serienrückkopplung erhöht die Eingangsimpedanz einer Operationsschaltung um den Faktor $\beta_{sc}A$.
   Vereinfachte Ausdrücke für die Eingangsimpedanz von grundlegenden Operationsschaltungen sind in Tafel V im Tafelanhang zusammengefaßt.
3. Die Spannungsrückkopplung verringert die Ausgangsimpedanz der Operationsschaltung um den Faktor $1/(\beta_{oc}A)$.
   Die Stromrückkopplung erhöht die Ausgangsimpedanz der Operationsschaltung um den Faktor $\beta_{sc}A$.
   Vereinfachte Ausdrücke für die Ausgangsimpedanz von grundlegenden Operationsschaltungen sind in Tafel VI des Tafelanhanges zusammengefaßt.

11. Offset

Die multiplikativen Fehler einer Operationsschaltung werden mit abnehmender Signalaussteuerung kleiner und verschwinden bei Null-Signal. Die dynamischen Fehler beeinflussen nur schnelle Schaltungen, und bei einigen langsamen Schaltungen sind sie ohne Bedeutung.

Die additiven Fehler (Offset und Rauschen) sind immer vorhanden. Sie treten in allen Frequenzbereichen auf, besonders aber bei Gleichspannung. Sie offenbaren sich durch spontane Fluktuation der Ausgangsgröße der Operationsschaltung; ihre Hauptursache sind die Fehlerquellen des Operationsverstärkers E_r, I_r^-, I_r^+, die wir vom Abschnitt 7. an ignoriert haben. Wir wollen dies jetzt korrigieren.

11.1. Grundbeziehungen

11.1.1. Ausgangs- und Eingangsfehler der Operationsschaltung

Bild 11.1a zeigt eine vereinfachte Version der Operationsschaltung aus Bild 7.7 mit einer Signalquelle der Größe Null, die nur durch ihren Innenwiderstand repräsentiert wird. Alles, was unter diesen Bedingungen am Ausgang erscheint, ist ein Fehler. Wir kennzeichnen ihn durch E_{ra} und nennen ihn die *Ausgangsfehlerspannung* der Operationsschaltung. Nach Gl. (7.7a) ist dessen Größe

$$E_{ra} = CI_r^- + DI_r^+ + FE_r.$$

Ähnlich wie im Abschnitt 7.3.1. können die Übertragungskonstanten C, D, F aufgespalten werden, und zwar in die Komponenten C_0, D_0, F_0, die die Vorwärtsübertragung ($A = 0$)

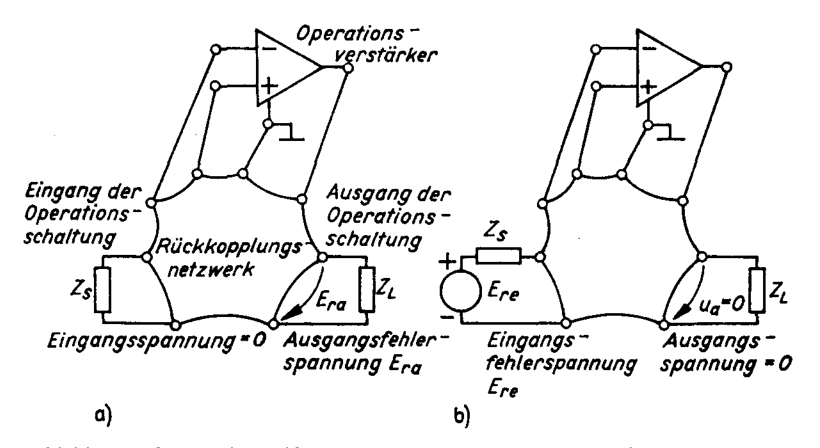


Bild 11.1. Definition der Fehlerspannungen einer Operationsschaltung

a) Ausgangsfehlerspannung; b) Eingangsfehlerspannung. Die Größe der Eingangsfehlerspannung E_{re} schließt auch die Wirkung der Innenimpedanz Z_s der Signalquelle ein

repräsentieren, in die Komponenten C_∞, D_∞, F_∞, die dem idealisierten Operationsverstärker ($A = \infty$) entsprechen, und in einen Faktor βA gleich der Schleifenverstärkung:

$$E_{ra} = \left[\left(C_\infty + \frac{C_0}{\beta A}\right) I_r^- + \left(D_\infty + \frac{D_0}{\beta A}\right) I_r^+ + \left(F_\infty + \frac{F_0}{\beta A}\right) E_r\right] \frac{\beta A}{1 + \beta A}. \tag{11.1}$$

Der Ausdruck (11.1) ist für praktische Berechnungen zu kompliziert, er erlaubt aber viele Vereinfachungen. Bevor wir diese vornehmen, führen wir noch einen Begriff ein.

In Gedanken ersetzen wir die Signalquelle mit der Spannung Null durch eine andere Spannungsquelle E_{re} (Bild 11.1b) und stellen deren Spannung in jedem Augenblick so ein, daß die Ausgangsspannung der Operationsschaltung Null ist (vgl. die im Abschn. 2.1.1. gegebene Definition der Operationsverstärker-Eingangsfehlerspannung E_r). Nach Gl. (7.8) ist

$$0 = GE_{re} + E_{ra} \tag{11.2a}$$

oder

$$E_{re} = -\frac{E_{ra}}{G}. \tag{11.2b}$$

Wir nennen die auf diese Weise definierte Spannung E_{re} die *Eingangsfehlerspannung der Operationsschaltung*. Aus Gl. (11.1) und dem zuvor abgeleiteten Ausdruck

$$G = \left(G_\infty + \frac{G_0}{\beta A}\right) \frac{\beta A}{1 + \beta A}$$

erhalten wir

$$E_{re} = -\frac{(C_\infty + C_0/\beta A)\, I_r^- + (D_\infty + D_0/\beta A)\, I_r^+ + (F_\infty + F_0/\beta A)\, E_r}{G_\infty + G_0/\beta A}. \tag{11.3}$$

Beide Parameter werden verwendet. Die Ausgangsfehlerspannung E_{ra} ist ein direkt meßbares absolutes Maß für den additiven Ausgangsfehler der Operationsschaltung, während die Eingangsfehlerspannung E_{re} eine schnelle Bestimmung des Eingangssignal-Rausch-Verhältnisses erlaubt. Die Eingangsfehlerspannung bezogen auf die Nenneingangssignalspannung ist ein Maß für den prozentualen additiven Fehler der Operationsschaltung.

Die Eingangsfehlerspannung ist nicht direkt meßbar, sie ist nur eine äquivalente Rechengröße. Eine experimentelle Bestimmung von E_{re} beruht auf der Messung der Ausgangsfehlerspannung E_{ra} und der Verstärkung G der Operationsschaltung und der Berechnung ihres Verhältnisses nach Gl. (11.2b). Der zweite Weg beruht auf der Modellierung der impliziten Beziehung Gl. (11.2a) mit Hilfe eines Nullindikators in der Rückkopplung ähnlich wie im Bild 2.2.

Mit den Erfahrungen aus den Abschnitten 7. und 8. können wir die Vorwärtsübertragung des Operationsverstärkers als vernachlässigbar ansehen: C_0, D_0, F_0, $G_0 = 0$. Die Gln. (11.1) und (11.3) vereinfachen sich damit zu

$$E_{ra} = (C_\infty I_r^- + D_\infty I_r^+ + F_\infty E_r) \frac{\beta A}{1 + \beta A}, \tag{11.4}$$

$$E_{re} = \frac{C_\infty I_r^- + D_\infty I_r^+ + F_\infty E_r}{G_\infty}. \tag{11.5}$$

Die Eingangsfehlerspannung E_{re} ist unabhängig von der Verstärkung des Operationsverstärkers. Das stimmt mit unserer Erwartung überein. Aber auch die Ausgangsfehlerspannung E_{ra} wird nicht wesentlich von der Verstärkung A beeinflußt, vorausgesetzt, der betrachtete Frequenzbereich geht nicht über die Grenzfrequenz der Operationsschaltung hinaus, d.h. $|\beta A| > 1$.

Die Bedeutung der Gleichungen (11.4) und (11.5) ist groß. Sie erlauben uns, mit dem Konzept eines idealisierten Operationsverstärkers mit einer unendlich großen Verstärkung zu arbeiten und das Ergebnis nach Bedarf durch den Fehlerfaktor $\beta A/(1 + \beta A)$ zusätzlich zu korrigieren.

11.1.2. Rauschverstärkung

Wir untersuchen die Konstante F_∞

$$F_\infty = f - \frac{\varphi b}{\beta}$$

gemäß Gl. (7.7a) etwas genauer. Im Fall der Operationsschaltung mit Spannungsausgang ist die Konstante dimensionslos und hat die Bedeutung der Verstärkung der Fehlerspannung E_r. Sie wird etwas unkorrekt die *Rauschverstärkung* G_n genannt.

Die Rauschverstärkung steht zum Rückkopplungsfaktor in einer bestimmten Beziehung, die wir jetzt untersuchen wollen. Wir setzen voraus

1. eine Operationsschaltung mit Spannungsausgang, der mit dem Ausgang des Operationsverstärkers identisch ist,
2. eine vernachlässigbare Vorwärtsübertragung ($Z_0 = 0$),
3. hohe Eingangsimpedanzen des Operationsverstärkers (Z_d, Z_{cm}^-, $Z_{cm}^+ = \infty$) und eine hohe Gleichtaktunterdrückung ($X = \infty$).

Aus den Voraussetzungen 1. und 2. folgt $u_a = e_0$ und deshalb nach Gl. (7.5a) $b = 1$, $f = 0$. Voraussetzung 3. führt zu $\varphi = -1$, weil nach Gl. (7.5b) bei Überlagerung die Spannung E_r ohne Dämpfung und mit umgekehrtem Vorzeichen der internen Signalspannung e_d aufgeprägt wird. Das Einsetzen dieser Werte ergibt

$$G_n = \frac{1}{\beta}. \tag{11.6}$$

In einer Operationsschaltung mit einem Spannungsausgang (und nur in einer solchen Operationsschaltung) ist die Rauschverstärkung G_n gleich dem inversen Rückkopplungsfaktor $1/\beta$. Da der inverse Rückkopplungsfaktor der Verstärkung der Operationsverstärkung nahekommt, kommt die Rauschverstärkung G_n einer Operationsschaltung mit Spannungsausgang der Signalverstärkung G_I nahe. Später werden wir die enge Beziehung zwischen G_n und G_I anhand von Beispielen veranschaulichen.

11.1.3. Vereinfachte Berechnung der Ausgangs- und Eingangsfehler

Bevor wir weitere Vereinfachungen treffen, lösen wir ein anschauliches Beispiel. Bild 11.2a zeigt die Ersatzschaltung einer einfachen Operationsschaltung mit einer auf Null gestellten und anderweitig nicht gekennzeichneten Signalquelle. Wir wollen die Ausgangsfehlerspannung E_{ra} der Schaltung unter der Annahme eines idealen Operationsverstärkers $A = \infty$ berechnen.

Das äußere Gleichgewicht der Operationsschaltung wird durch die Beziehung

$$E_{ra} = u_d \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right) + i^- R_1 - i^+ R_2 \tag{11.7a}$$

ausgedrückt. Außerdem gibt es drei Operationsverstärkergleichungen

$$u_d = E_r + \frac{u_{cm}}{X}, \tag{11.7b}$$

$$i^- = I_r^- + \frac{u_{cm}}{Z_{cm}^-}, \tag{11.7c}$$

$$i^+ = I_r^+ + \frac{u_{cm}}{Z_{cm}^+}, \tag{11.7d}$$

s. Gl. (2.1) für $A = \infty$, und eine Hilfsgleichung

$$u_{cm} = u_d \frac{R_2}{R_3} - i^+ R_2, \tag{11.7e}$$

die die Größe der Gleichtakteingangsaussteuerung angibt.

Das System der fünf Gleichungen (11.7a) bis (11.7e) besitzt die Lösung

$$E_{ra} = E_r \left[1 + \frac{R_1}{R_3} + \frac{R_2 \| Z_{cm}^+}{R_3} \, \frac{1 + \dfrac{R_1}{Z_{cm}^-} + \dfrac{1}{X}\left(1 + \dfrac{R_1}{R_3}\right)}{1 - \dfrac{R_2 \| Z_{cm}^+}{X R_3}}\right]$$

$$+ I_r^- R_1 - I_r^+ (R_2 \| Z_{cm}^+) \, \frac{1 + \dfrac{R_1}{Z_{cm}^-} + \dfrac{1}{X}\left(1 + \dfrac{R_1}{R_3}\right)}{1 - \dfrac{R_2 \| Z_{cm}^+}{X R_3}}. \tag{11.8}$$

Unter den Voraussetzungen

$$R_1 \ll |Z_{cm}^-|, \qquad R_2 \ll |Z_{cm}^+| \quad \text{und} \quad (R_1/R_3,\, R_2/R_3) \ll |X|$$

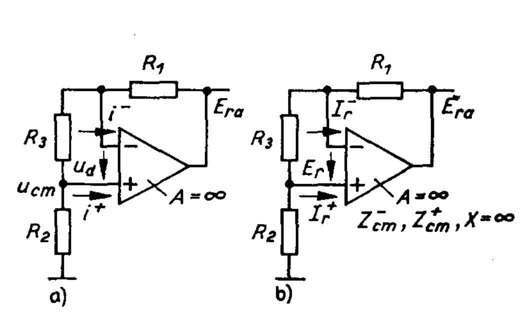


Bild 11.2. Schulbeispiel einer Abschätzung der Wirkung von Gleichtakteingangsparametern auf die Größe der Ausgangsfehlerspannung

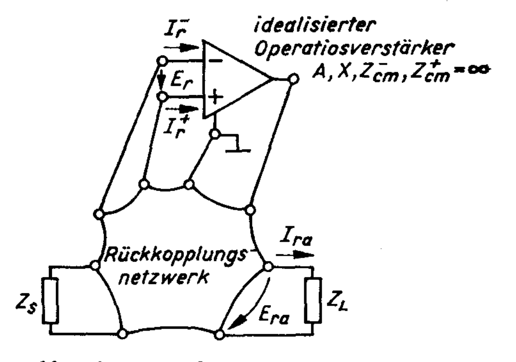


Bild 11.3. Ersatzschaltung einer Operationsschaltung für die vereinfachte Berechnung des Ausgangsfehlers

kann die außerordentlich komplizierte Gl. (11.8) in die Form

$$E_{ra} = E_r \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right) + I_r^- R_1 - I_r^+ R_2 \tag{11.9}$$

vereinfacht werden. Ein Vergleich dieser Beziehung mit der Ausgangsgleichung (11.7a) ergibt ein erstaunliches Ergebnis: Die letzte Beziehung (11.9) folgt aus der ersten Beziehung (11.7a) durch einfachen Austausch $u_d \rightarrow E_r$, $i^- \rightarrow I_r^-$ und $i^+ \rightarrow I_r^+$. Die ganze Berechnung hätte vermieden und Gl. (11.9) direkt geschrieben werden können, wenn wir die primären Fehlerquellen E_r, I_r^-, I_r^+ anstelle der abgeleiteten Signalgrößen u_d, i^-, i^+ an den Eingängen des Operationsverstärkers herangezogen hätten (Bild 11.2b).

Das gewonnene Ergebnis kann verallgemeinert werden. Für $A = \infty$ wird die Eingangsseite des Operationsverstärkers durch die Gleichungen

$$u_d = E_r \left(1 + \frac{u_{cm}}{XE_r}\right), \tag{11.10a}$$

$$i^- = I_r^- \left(1 + \frac{u_{cm}}{Z_{cm}^- I_r^-}\right), \tag{11.10b}$$

$$i^+ = I_r^+ \left(1 + \frac{u_{cm}}{Z_{cm}^+ I_r^+}\right), \tag{11.10c}$$

beschrieben, die sich auf die Form

$$u_d = E_r \quad \text{für} \quad u_{cm} \ll XE_r, \tag{11.11a}$$

$$i^- = I_r^- \quad \text{für} \quad u_{cm} \ll Z_{cm}^- I_r^-, \tag{11.11b}$$

$$i^+ = I_r^+ \quad \text{für} \quad u_{cm} \ll Z_{cm}^+ I_r^+ \tag{11.11c}$$

reduzieren lassen.

Die einfachen Beziehungen (11.11a) bis (11.11c) gelten in Operationsschaltungen mit einem geerdeten nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers $u_{cm} = 0$ exakt und nahezu exakt in den übrigen Operationsschaltungen. Die Fälle, die wesentlich von der Gültigkeit der Gleichungen (11.11) abweichen, kommen so selten vor, daß es angebracht ist, sie als Ausnahmen zu betrachten, die mit Vorsicht zu behandeln sind. Wir werden einer solchen Ausnahme im Abschnitt 12.2.2. (Breitbandrauschen des Spannungsfolgers) begegnen.

Folglich besteht eine einfache Berechnung des Eingangs- und Ausgangsfehlers einer Operationsschaltung in den folgenden Schritten (Bild 11.3):

1. Die Eingangssignalquelle auf Null stellen.
2. Einzeichnen der in die Eingänge des Operationsverstärkers hineinfließenden Ströme I_r^-, I_r^+ sowie der Fehlerspannungen E_r zwischen den beiden Eingängen.
3. Bestimmung der Ausgangsfehlerspannung E_{ra} oder des Ausgangsfehlerstromes I_{ra} aus der Topologie des Rückkopplungsnetzwerkes unter den Annahmen A, X, Z_{cm}^-, $Z_{cm}^+ = \infty$, siehe unten.
4. Bestimmung der Eingangsfehlerspannung E_{re} oder des Eingangsfehlerstromes I_{re}

durch Division der Ausgangsgrößen E_{ra}, I_{ra} durch die (negative) ideale Verstärkung $-G_I$.

5. Korrektur der Ausgangsgrößen E_{ra}, I_{ra} mit dem Fehlerfaktor $\beta A/(1 + \beta A)$.

Wie zu ersehen ist, haben wir das Konzept der Ausgangsfehler und Eingangsfehler auf stromgesteuerte Operationsschaltungen ebenso wie auf Operationsschaltungen mit Stromausgang erweitert.

Die Korrektur der Ausgangsgröße mit dem Fehlerfaktor ist im Falle des Breitbandrauschens notwendig; im Falle von Offset und Niederfrequenzrauschen wird der Fehlerfaktor Eins.

Die Eingangssignalquelle wird auf Null gestellt, aber nicht abgeschaltet, und durch ihre Impedanz Z_s beeinflußt sie die Größe des Ausgangs- und Eingangsfehlers. Das ist einer der Gründe, weshalb wir die Signalquelle als einen integralen Bestandteil der Operationsschaltung betrachten.

Wichtig ist der dritte Schritt des Berechnungsverfahrens. Wenn die Berechnung schnell erfolgen soll, sollte das Ergebnis in einer Folge ohne Zwischenrechnungen geschrieben werden können. Möglicherweise ist es das Wichtigste, sich an eine „Rückkopplungsdenkweise" zu gewöhnen: Die Wirkungen der Fehlerquellen E_r, I_r^-, I_r^+ werden nicht vorwärts (über das Rückkopplungsnetzwerk) zum Ausgang der Operationsschaltung übertragen, sondern der Ausgang der Operationsschaltung nimmt automatisch solch einen Pegel E_{ra} oder I_{ra} an, daß rückwärts ein elektrischer Zustand eingestellt wird, der durch drei Fehlerquellen E_r, I_r^-, I_r^+ am Eingang des Operationsverstärkers charakterisiert werden kann.

Am besten wird das durch die gelösten Beispiele im Abschnitt 11.2. sichtbar.

Die Berechnung der Eingangsfehlerquellen nach Schritt 4. setzt eine frühe Kenntnis der Ausgangsfehlerquellen voraus. Man kann sich jedoch auch formal an Gl. (11.5) festhalten und die Eingangsfehlerquellen direkt entsprechend der Bedingung des auf Null gestellten Ausgangs der Operationsschaltung niederschreiben. Auch dieses Verfahren wird an einem Beispiel erläutert.

11.1.4. Offset der Operationsschaltung

Der Rest des Abschnitts 11. ist der Gleichspannungskomponente des Ausgangsfehlers – oder dem Offset – gewidmet. Die dynamische Komponente, das Rauschen, wird im Abschnitt 12. behandelt.

Das Ausgangsoffset einer Operationsschaltung (der Nullpunktfehler) ist der augenscheinlichste Defekt. Es ist leicht zu messen, und deshalb fesselt es die Aufmerksamkeit zuerst.

Die Hauptquelle des Offsets einer Operationsschaltung ist das Eingangsoffset des Operationsverstärkers selbst. In anspruchsvollen Anwendungen und bei Verwendung eines Präzisionsverstärkers werden sekundäre Effekte, deren Ursprung im Rückkopplungsnetzwerk liegt, bedeutungsvoll (thermoelektrische Spannungen, Leckströme). Beide Offsetarten können durch Schaltungsentwurfs- und Konstruktionsmaßnahmen unterdrückt werden. Diesen Techniken werden wir uns später widmen. Im gesamten Abschnitt 11. wird eine große Gleichspannungsschleifenverstärkung $\beta_0 A_0 \gg 1$ vorausgesetzt.

Die folgenden Bezeichnungen wenden wir für die Gleichspannungskomponenten von Ausgangs- und Eingangsfehlern an: Die *Ausgangsoffsetspannung* wird mit E_{osa} und der *Ausgangsoffsetstrom* mit I_{osa}, die *Eingangsoffsetspannung* mit E_{ose} und der *Eingangsoffsetstrom* mit I_{ose} bezeichnet.

11.2. Offset einfacher Operationsschaltungen [97] bis [99] [2] [45] [47] [68]

11.2.1. Spannungsinverter

Die Berechnung erfolgt anhand der Ersatzschaltung im Bild 11.4a. Aus Abschnitt 11.1.1. wissen wir, daß sich die Ausgangsoffsetspannung E_{osa} aus drei Komponenten zusammensetzt, die auf die drei Fehlerquellen E_{os}, I_b^- und I_b^+ zurückzuführen sind.

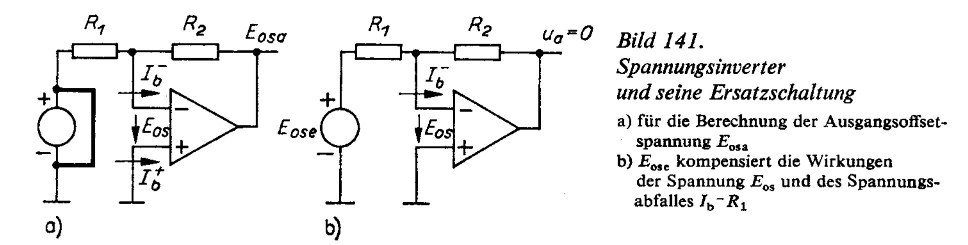


Bild 141.
Spannungsinverter und seine Ersatzschaltung
a) für die Berechnung der Ausgangsoffsetspannung E_{osa}
b) E_{ose} kompensiert die Wirkungen der Spannung E_{os} und des Spannungsabfalles $I_b^- R_1$

Es sei zunächst nur I_b^- vorhanden. Der Summierpunkt hat dann Erdpotential. Am Widerstand R_1 liegt keine Spannung, und es fließt daher kein Strom durch diesen. Der einzige Strom, der durch R_2 fließt, ist I_b^-. Die erste Komponente von E_{osa} ist somit

$$+I_b^- R_2.$$

Als nächstes sei nur I_b^+ vorhanden. Da der nichtinvertierende Eingang des Operationsverstärkers geerdet ist, ist der Strom I_b^+ unwirksam, und die zweite Komponente von E_{osa} ist Null.

Als letztes sei nur E_{os} vorhanden. Diese Spannung wird mit dem inversen Teilungsverhältnis der Widerstände R_1, R_2 multipliziert zum Ausgang übertragen. Die dritte Komponente von E_{osa} ist

$$+E_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right).$$

Die resultierende Ausgangsoffsetspannung des Spannungsinverters hat die Größe

$$E_{osa} = E_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) + I_b^- R_2. \tag{11.12}$$

Mit einiger Erfahrung kann Gl. (11.12) sofort hingeschrieben werden, und die notwendigen Überlegungen werden in Gedanken durchgeführt.

Die Eingangsoffsetspannung

$$E_{ose} = E_{os}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + I_b^- R_1 \tag{11.13}$$

folgt aus Gl. (11.12) nach Division durch $-G_I$:

$$-G_I = \frac{R_2}{R_1}. \tag{11.14}$$

Gl. (11.13) kann auch direkt aus Bild 11.4b abgeleitet werden. Die drei Komponenten der Eingangsoffsetspannung E_{ose} entsprechend Gl. (11.3) sind voneinander unabhängig.

Die Spannung E_{ose} bringt die Ausgangsspannung des Spannungsinverters nicht nur als Ganzes, sondern auch entsprechend den einzelnen Komponenten E_{os}, I_b^- und I_b^+ auf Null.

Ist also nur I_b^- vorhanden, so wird die Ausgangsspannung u_a nur dann Null, wenn kein Strom durch den Widerstand R_2 fließt. Um das zu erreichen, muß als erste Komponente von E_{ose} eine Spannung

$$+I_b^- R_1$$

an den Eingang gelegt werden. Ist nur I_b^+ vorhanden, so wird die zweite Komponente von E_{ose} Null. Ist schließlich nur E_{os} vorhanden, so wird die Ausgangsspannung nur dann Null, wenn eine Spannung

$$+E_{os}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

als dritte Komponente von E_{ose} an den Eingang gelegt wird. Die Addition der drei Komponenten führt in Übereinstimmung mit Gl. (11.13) zu

$$E_{ose} = E_{os}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + I_b^- R_1 .$$

Auch dieser Ausdruck kann direkt hingeschrieben werden.

Für die Diskussion der Gln. (11.12) und (11.13) führen wir das Verhältnis

$$K = \frac{R_2}{R_1} \tag{11.15}$$

ein, das bis auf das Vorzeichen mit der idealen Verstärkung G_I identisch ist, und wir können schreiben:

$$E_{osa} = E_{os}(K + 1) + I_b^- R_2 , \tag{11.16}$$

$$E_{ose} = E_{os}(1 + 1/K) + I_b^- R_1 . \tag{11.17}$$

Spannungskomponente

Die Offsetspannung E_{os} des Operationsverstärkers wird mit der Rauschverstärkung G_n multipliziert zum Ausgang des Inverters übertragen,

$$G_n = \frac{R_2}{R_1} + 1 = K + 1 = -G_I + 1 . \tag{11.18}$$

Die Rauschverstärkung G_n ist nahezu gleich der Signalverstärkung $-G_I$, unterscheidet sich aber von derselben. Der Unterschied wird besonders bei niedrigem K offensichtlich. Der Inverter ($-G_I = 1$, $G_n = 2$) verstärkt die Offsetspannung des Operationsverstärkers doppelt so hoch wie die Signalspannung. Dies ist ein, aber nicht der Hauptnachteil der Paralleloperationsschaltung als Spannungsverstärker im Vergleich zur Serienoperationsschaltung.

Der Unterschied zwischen Signal- und Rauschverstärkung macht sich auch auf der Eingangsseite bemerkbar. Die Spannungskomponente

$$E_{os}(1 + 1/K)$$

der Eingangsoffsetspannung ist größer als E_{os}, und beim Inverter ($K = 1$) ist deren Größe $2E_{os}$.

Stromkomponente

Der Operationsverstärker zieht seinen Biasstrom I_b^- nicht vom Eingang über den Widerstand R_1, sondern vom Ausgang her über den Widerstand R_2. Dies mag überraschen, aber Gl. (11.16) ermöglicht eine einfache Überprüfung: Nach Nullsetzen von E_{os} hängt die Ausgangsoffsetspannung $E_{osa} = I_b^- R_2$ nicht vom Wert des Eingangswiderstandes R_1 ab und bleibt sogar die gleiche, wenn dieser entfernt wird.

Die Kenntnis des Pfades, den der Strom I_b^- durchfließt, ist für die Darlegung im Abschnitt 11.2.2. wichtig. Doch die Schlußfolgerung, die wir aus Gl. (11.17) ziehen, widerspricht unserer Erkenntnis. Die Stromkomponente des Eingangsoffsets des Spannungsinverters hängt überhaupt nicht vom Rückkopplungswiderstand R_2 ab, die Größe $I_b^- R_1$ entspricht einem Strom, der durch den Eingangswiderstand R_1 fließt.

Beide Erkenntnisse sind richtig, und die Erklärung des scheinbaren Widerspruchs ist einfach: Die Gln. (11.16) und (11.17) entsprechen zwei unterschiedlichen Arbeitszuständen des Inverters, die sich durch den eingefügten Generator E_{ose} voneinander unterscheiden.

Signal-Offset-Verhältnis

Die Eingangsoffsetspannung E_{ose} ermöglicht es, das Gewicht des Offsets des Operationsverstärkers in bezug auf den Bereich der Eingangssignalspannung abzuschätzen.

Wir betrachten einen Operationsverstärker mit $E_{os} = 100\,\mu V$ und $I_b^- = 100\,nA$, der in einem Spannungsinverter mit einer Verstärkung $G_I = -R_2/R_1 = -1\,M\Omega/10\,k\Omega = -100$ verwendet wird. Entsprechend Gl. (11.17) wird $E_{ose} = 100\,\mu V \times (1 + 0{,}01) + 100\,nA \times 10\,k\Omega = 101\,\mu V + 1000\,\mu V = 1{,}1\,mV$, was 1,1%, des Bereiches $U_s = 100\,mV$ entspricht.[1]) Die Verstärkung einer Spannung im Bereich von $U_s = 100\,mV$ wird von einem additiven Fehler von 1,1% begleitet. Wie immer wir nun auch die Verstärkung des Spannungsinverters durch die Wahl des Widerstandes R_2 ändern, bleibt das Verhältnis E_{ose}/U_s für einen festen Eingangsspannungsbereich U_s nahezu unverändert auf dem ziemlich schlechten Wert von 1,1%. Für den größten Teil dieses Fehlers ist der Eingangsbiasstrom I_b^- verantwortlich.

Die zahlenmäßige Veranschaulichung entspricht der Verwendung eines Operationsverstärkers vom Typ μA 741 mit praktisch ausgeglichener Offsetspannung. Die Möglichkeiten zur Reduzierung der vorherrschenden Stromkomponente sind:

1. Wahl der niedrigsten noch annehmbaren Widerstandswerte des Rückkopplungsnetzwerkes. Eine proportionale Verkleinerung der Widerstandswerte des Rückkopplungsnetzwerkes auf 10 kΩ/100 Ω bewahrt die Verstärkung und unterdrückt die Stromkomponente des Eingangsoffsets auf $100\,nA \times 0{,}1\,k\Omega = 10\,\mu V$, d.h. auf 0,01% des Eingangsbereiches. Ein solch drastischer Schritt ist nicht immer möglich, weil er eine proportionale Verringerung des Eingangswiderstandes des Spannungsinverters auf 100 Ω bewirkt. Der Kompromiß zwischen der Stromkomponente des Eingangsoffsets und dem Fehler, der durch den Spannungsverlust an dem unstabilen und nichtlinearen Innenwiderstand der belasteten Signalquelle entsteht, schließt die Paralleloperationsschaltung (Spannungsinverter oder Differenzverstärker) als Instrumentationsverstärker für industrielle Geber mit niedrigen Spannungen (Widerstandsthermometer, Deh-

[1]) Die Parameter der Operationsschaltungen reichen in ihrer Größe von kleinen bis zu großen Werten bezüglich Eins. Die Rechnungen werden einfach in der eben demonstrierten Weise ausgeführt, indem die Werte in praktischen Einheiten z.B. in μV, nA, kΩ ausgedrückt und die Zahlenwerte sowie die Abkürzungen von dekadischen Potenzen multipliziert oder dividiert werden. Dazu genügt es, die Lage dieser dekadischen Potenzen auf der logarithmischen Achse im Gedächtnis zu behalten. Es gilt z.B. $n \times k = \mu$ (nano × kilo = micro), $\mu \times M = 1$, $f \times T = m$, $m/G = p$, $1/T = p$. Die physikalische Dimension bleibt bei der Rechnung erhalten (z.B. V), und die umständliche Addition der Exponenten, die oft zu fehlerhafter Stellung des Kommas führt, wird vermieden.

nungsmeßstreifen und Thermoelemente) praktisch aus. Dieser Kompromiß hindert jedoch nicht daran, den Spannungsinverter in der Instrumentierung zu benutzen, teils deshalb, weil hier der Eingangsbereich gewöhnlich zwei bis drei Größenordnungen höher ist, teils deshalb, weil die Signalquelle gewöhnlich ein niederohmiger Ausgang der vorhergehenden Schaltung ist. Der Kompromiß läßt sich vollständig vermeiden, wenn eine Serienoperationsschaltung verwendet wird, die jedoch einen anderen Nachteil – die Nichtlinearität der Gleichtaktunterdrückung – besitzt.

2. Auswahl eines besseren und teuereren Operationsverstärkers. Die Wahl eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang löst das Problem. Es tritt jedoch ein neues auf: die erhöhte Spannungskomponente des Eingangsoffsets.
3. Externe Kompensation des Eingangsbiasstromes (Abschn. 11.4.2.).

Neben diesen Maßnahmen gibt es aber noch ein alternatives, weniger aufwendiges Mittel:

11.2.2. Widerstandssymmetrierung der Operationsschaltung

Wir erinnern uns der Erkenntnis aus Abschnitt 3.1.1: Die Basis-Emitter-Spannungen der Eingangstransistoren eines Operationsverstärkers betragen ungefähr 500 mV, deren Differenz aber, die Offsetspannung E_{os}, kann in der Größenordnung von 10 μV gehalten werden.

Es gibt zwar keine direkte Analogie für die gegenseitige Aufhebung der Basisströme, aber es ist möglich, deren Wirkung auf das Offset der Operationsschaltung auszugleichen.

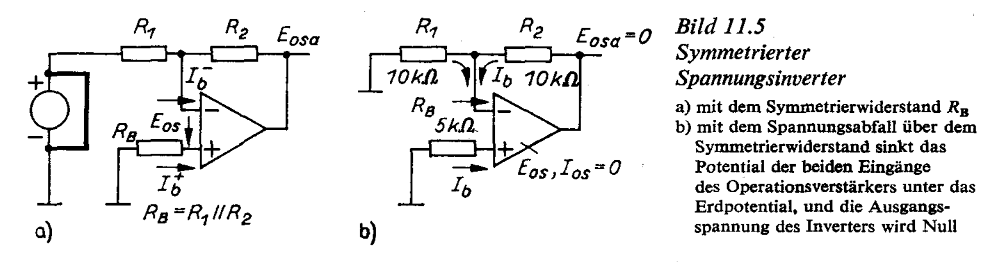


Bild 11.5
Symmetrierter Spannungsinverter
a) mit dem Symmetrierwiderstand R_B
b) mit dem Spannungsabfall über dem Symmetrierwiderstand sinkt das Potential der beiden Eingänge des Operationsverstärkers unter das Erdpotential, und die Ausgangsspannung des Inverters wird Null

In der Schaltung im Bild 11.4 fließt der Eingangsbiasstrom I_b^+ ohne jegliche Wirkung von der Erde zum nichtinvertierenden Eingang. Wir fügen einen Widerstand R_B in den Pfad ein und finden einen optimalen Wert für diesen (Bild 11.5a). Der Spannungsabfall $-I_b^+ R_B$ über dem Widerstand R_B addiert sich zu den früheren Komponenten des Ausgangsoffsets Gl. (11.12) und wird mit dem gleichen Faktor wie E_{os} multipliziert an den Ausgang des Inverters übertragen.[1]) Nach einiger Zwischenrechnung wird

$$E_{osa} = E_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) + I_b^- R_2 - I_b^+ R_B\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right), \tag{11.19}$$

$$E_{ose} = E_{os}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + I_b^- R_1 - I_b^+ R_B\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right). \tag{11.20}$$

Die beiden Stromkomponenten subtrahieren sich und gleichen sich bei

$$R_B = \frac{I_b^-}{I_b^+}(R_1 \| R_2). \tag{11.21}$$

vollständig aus.

[1]) Ist $E_{os} = 0$, dann erscheint an beiden Eingängen des Operationsverstärkers die gleiche Spannung $-I_b^+ R_B$. Wenn weiter $I_b^- = 0$ ist, wird diese Spannung mit dem inversen Teilerverhältnis $R_2/R_1 + 1$ multipliziert zum Ausgang übertragen.

Die Sache hat jedoch einen Haken. Das Verhältnis der Eingangsbiasströme I_b^-/I_b^+ ist Fertigungsstreuungen unterworfen, und sein genauer Wert ist nicht von vornherein bekannt. Nichtsdestoweniger ist der Nominalwert bekannt – nämlich 1.

Obwohl also eine vollständige Kompensation der Stromkomponenten durch individuellen Abgleich des *Kompensations-* oder *Symmetrierwiderstandes* R_B möglich wäre, wird der Nominalwert

$$R_B = R_1 \| R_2, \tag{11.22}$$

der gleich der Parallelschaltung der Widerstände R_1 und R_2 ist, in der Regel als Optimalwert von R_B angesehen. Vom Gesichtspunkt des Offsets der Operationsschaltung aus wird der optimale Zustand dann erreicht, wenn der Operationsverstärker an seinen Eingängen gleiche externe Widerstände vorfindet.

Die beschriebene *Widerstandssymmetrierung einer Operationsschaltung* bezüglich des Operationsverstärkers ist nicht nur für den Spannungsinverter, sondern universell anwendbar, wie wir später sehen werden.

Nach Einfügen eines optimalen Symmetrierwiderstandes entsprechend Gl. (11.22) wird das Offset des Spannungsinverters

$$E_{osa} = E_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) + I_{os}R_2, \tag{11.23}$$

$$E_{ose} = E_{os}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + I_{os}R_1. \tag{11.24}$$

$I_{os} = I_b^- - I_b^+$ bezeichnet den Offsetstrom des Operationsverstärkers.

Ein Vergleich mit den Gln. (11.16) und (11.17) offenbart, daß das Einfügen des optimalen Symmetrierwiderstandes R_B gleichbedeutend mit dem Ersatz des großen Eingangsbiasstromes I_b durch den kleineren Eingangsoffsetstrom I_{os} ist. Das Ergebnis ist eine 5- bis 100fache Reduzierung der Stromkomponente des Offsets der Operationsschaltung. Dies ist der Hauptgrund für die Einbeziehung des Eingangsoffsetstromes I_{os} in die Katalogdaten eines Operationsverstärkers. Die Verbesserung um eine Größenordnung wird beinahe umsonst, auf Kosten eines billigen Widerstandes erreicht; selten dient ein Widerstand so gut.

Mit den gleichen Zahlenwerten wie früher und mit $I_{os} = 10$ nA ist $E_{ose} = 101\ \mu V + 10\ nA \times 10\ k\Omega = 101\ \mu V + 100\ \mu V = 201\ \mu V$. Sowohl die Spannungskomponente als auch die Stromkomponente machen sich nun in gleichem Maße bemerkbar, und der resultierende relative Fehler E_{ose}/U_s sinkt von 1,1 % auf den akzeptableren Wert von 0,2 % ab.

Um die Bedingung (11.22) leichter zu verstehen, kann die Sache in anderer Weise betrachtet werden (Bild 11.5b). Der Einfachheit halber nehmen wir einen symmetrischen Operationsverstärker mit $E_{os} = 0$ und $I_b^- = I_b^+ = I_b$ an. Wir setzen einen symmetrierten Spannungsinverter voraus und suchen nachträglich eine Bedingung dafür.

Bei Symmetrie ist $E_{osa} = 0$. Die Widerstände R_1 und R_2 sind effektiv parallelgeschaltet, der Strom $I_b^- = I_b$ fließt durch beide Widerstände und das Potential am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers sinkt auf $-I_b(R_1\|R_2)$ unter das Erdpotential. Dazu muß auch das Potential am nichtinvertierenden Eingang auf den gleichen Wert sinken:

$$I_bR_B = I_b(R_1\|R_2).$$

Hieraus ergibt sich in Übereinstimmung mit Gl. (11.22): $R_B = R_1\|R_2$. Infolge des Spannungsabfalls über dem optimalen Symmetrierwiderstand sinken beide Eingänge des

Operationsverstärkers unter das Erdpotential, und die Ausgangsspannung geht von $I_b^- R_2$ auf Null zurück. Sind E_{os} und I_{os} nicht vernachlässigbar, so unterscheidet sich E_{osa} nur um $E_{os}(R_2/R_1 + 1) + I_{os}R_2$ von Null.

Von praktischer Bedeutung ist die Frage nach der notwendigen *Genauigkeit des Symmetrierwiderstandes*. Die Stromkomponenten in Gl. (11.20) können in der Form

$$I_{os}R_1 + I_b^+ R_1 \left(1 - \frac{R_B}{R_1 \| R_2}\right)$$

geschrieben werden. Der erste Term rührt von dem unvollkommenen Operationsverstärker her, der zweite vom ungenauen Symmetrierwiderstand. Eine ökonomisch vernünftige Genauigkeit des Widerstandes R_B in bezug auf den Nennwert $R_1 \| R_2$ ist vielleicht bei Gleichheit der Terme

$$\frac{R_B}{R_1 \| R_2} - 1 = \frac{I_{os}}{I_b^+} \tag{11.25}$$

gegeben. Ein genauerer Widerstand ist unnötig teuer, ein weniger genauer Widerstand verleiht dem zweiten Term ein zu großes Gewicht. In den üblichen Fällen mit $I_{os}/I_b \approx 10\%$ genügt es, den Wert des Widerstandes R_B innerhalb einer Toleranz von $\pm 5\%$ des Nennwertes zu halten. Bei Verwendung eines Präzisionsoperationsverstärkers ist es jedoch notwendig, unter 1% zu gehen, wenn die erhöhte Genauigkeit ausgenutzt werden soll.

Die Widerstandssymmetrierung der Operationsschaltung wird ausschließlich bei bipolaren Operationsverstärkern angewendet. Bei Operationsverstärkern mit FET-Eingang sind die Stromkomponenten bei Raumtemperatur vernachlässigbar, oder die Rückkopplungswiderstände sind zu groß, und der notwendige Symmetrierwiderstand ist zu teuer und rauscht zu sehr. Der Symmetrierwiderstand kann auch bei Operationsverstärkern mit FET-Eingang eine gewisse Berechtigung haben, und zwar dann, wenn bei Temperaturen über 100 °C gearbeitet wird. In einem solchen Fall ist jedoch die Wahl eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang selbst fraglich.

Die Widerstandssymmetrierung bringt auch bei bipolaren Operationsverstärkern mit interner Eingangsbiasstromkompensation keinen Nutzen, weil der Biasstrom und der Offsetstrom die gleiche Größenordnung haben und durch das Einsetzen von I_{os} statt I_b nichts gewonnen wird.

Stabilität der Symmetrierung

Unter den aktiven elektronischen Bauelementen gibt es nichts stabileres als zwei identische und nahe beieinander angeordnete bipolare Transistoren einer monolithischen integrierten Schaltung. Diese Transistoren werden unter gleichen Bedingungen hergestellt und verhalten sich gegenüber Änderungen der Arbeitsbedingungen (Temperatur, Stromversorgung, Gleichtaktaussteuerung, Zeit) in der gleichen Weise. Die Kompensation der Stromkomponente $I_b^- R_2$ durch eine Komponente, die mit Hilfe des Widerstandes R_B vom Strom I_b^+ abgeleitet wird, ist das beste, was man bei einem bipolaren Operationsverstärker machen kann. Im gleichen Maße, wie sich die Grundstromkomponente verringert, wird auch deren Betriebsinstabilität (insbesondere deren Drift mit der Temperatur und mit der Betriebsspannung) reduziert. Die Widerstandssymmetrierung einer Operationsschaltung ist deshalb einer einfachen Kompensation des Eingangsbiasstromes vorzuziehen (Abschn. 11.4.2.), wo immer sie möglich und machbar ist.

11.2.3. Wechselwirkung zwischen Verstärkung und Offset. Übersymmetrierter Inverter

Die Widerstandssymmetrierung einer Operationsschaltung ist dort nicht möglich, wo ein unbekannter und instabiler Innenwiderstand der Signalquelle berücksichtigt werden muß. Sie ist auch dort nicht möglich, wo eine kontinuierliche oder schrittweise Veränderung der Verstärkung erforderlich ist. In beiden Fällen müßte der Symmetrierwiderstand in bestimmter Weise variabel sein, was im ersten Fall unmöglich und im letzten Fall unökonomisch ist.

Die Frage der Veränderung der Verstärkung einer Operationsschaltung ohne Beeinflussung des Ausgangsoffsets hat sowohl eine direkte[1]) als auch eine dem weiteren Erkenntnisgewinn dienende Bedeutung, weshalb wir uns eine Weile damit beschäftigen wollen.

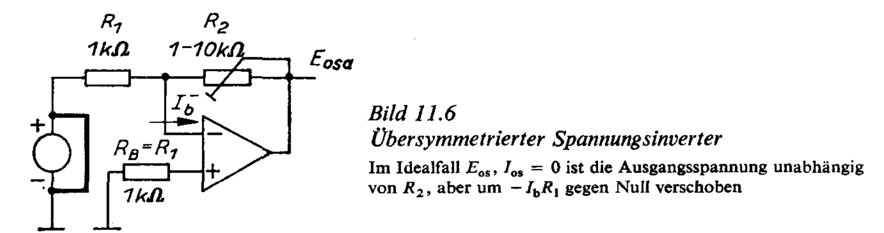


Bild 11.6
Übersymmetrierter Spannungsinverter
Im Idealfall E_{os}, $I_{os} = 0$ ist die Ausgangsspannung unabhängig von R_2, aber um $-I_b R_1$ gegen Null verschoben

Für die Veränderung des Ausgangsoffsets eines Inverters nach Bild 11.4 bei Änderung seiner Verstärkung gibt es zwei Ursachen: die Änderung der Rauschverstärkung G_n und die Änderung des Widerstandes im Pfad des Eingangsbiasstromes I_b^-. Die erste Bedingung für die Unabhängigkeit des Ausgangsoffsets von der Verstärkung ist also, E_{os} zu Null zu machen. Dafür gibt es keine andere Möglichkeit als die Wahl eines guten Operationsverstärkers, ergänzt durch eine externe Nullpunktkorrektur. Das ist alles, was getan werden muß, wenn die Verstärkung nur durch Schalten des Widerstandes R_1 verändert wird *(Bereichsschaltung)*.

Wenn außerdem eine *kontinuierlich variable Verstärkung* zwischen den Bereichen gefordert ist, so wird dies am besten durch Einstellen des Widerstandes R_2 bewerkstelligt. Die Inverterschaltung im Bild 11.4 erlaubt es nicht, die variable Komponente $I_b^- R_2$ auszugleichen. Entsprechend der Erfahrung aus dem vorhergehenden Abschnitt fügen wir einen Widerstand R_B in den nichtinvertierenden Eingang und suchen dessen besten Wert (Bild 11.6).

Die Bedingungen für die Unabhängigkeit der Ausgangsspannung E_{osa} vom Wert des Widerstandes R_2 sind entsprechend Gl. (11.19)

$$E_{os} = 0, \tag{11.26}$$

$$R_B = \frac{I_b^-}{I_b^+} R_1. \tag{11.27}$$

Die erste Bedingung wurde bereits diskutiert, die zweite ist eine Analogie zu Gl. (11.21). Wir haben wieder die Wahl zwischen dem individuellen Abgleich des Widerstandes R_B in Übereinstimmung mit Gl. (11.27) und – einfacher aber weniger perfekt – dem Einfügen eines festen Widerstandes mit dem Nennwert

$$R_B = R_1 \tag{11.28}$$

gleich dem Eingangswiderstand R_1. In beiden Fällen sprechen wir von einem *übersymmetrierten Inverter.*

[1]) Wenn z.B. ein Schreiber angeschlossen ist, ist es ungünstig, wenn sich die Grundlinie zusammen mit der Verstärkung ändert.

Welchen Preis haben wir für die Unterdrückung der Wechselwirkung zwischen Verstärkung und Offset zu bezahlen? Einsetzen der Gln. (11.26) und (11.27) oder (11.28) in Gl. (11.19) ergibt

$$E_{osa} = -I_b^- R_1 \tag{11.29}$$

oder

$$E_{osa} = I_{os} R_2 - I_b^+ R_1 . \tag{11.30}$$

Die Erfüllung der Bedingung Gl. (11.27) führt zu einer vollkommenen Unterdrückung der unerwünschten Wechselwirkung, die Erfüllung der Bedingung Gl. (11.28) führt zum Ersatz des groben Wechselwirkungsterms $I_b^- R_2$ durch den feineren Term $I_{os} R_2$. Das ist auch ein Gewinn. Aber beide Methoden haben einen gemeinsamen Nachteil: die Abweichung der Ausgangsspannung von Null um den Wert

$$-I_b R_1 ,$$

gleich dem Spannungsabfall über dem Symmetrierwiderstand $R_B = R_1$. Diese Abweichung ist bei einer höheren Verstärkung des Inverters, d.h. bei einem niedrigeren Widerstand R_1, weniger kritisch. Mit den Werten $I_b = 100$ nA und $R_1 = 1$ kΩ erreicht sie die Größe von -100 µV, was $-0{,}01$ bis $-0{,}001$ % des Ausgangsspannungsbereiches 1 bis 10 V ausmacht.

In den Gln. (11.26) bis (11.30) geht der schaltungstechnische Aspekt des übersymmetrierten Zustandes etwas verloren. Wir wollen das Problem deshalb anders betrachten. Der Einfachheit halber nehmen wir $E_{os} = 0$ an.

Infolge des Spannungsabfalls $I_b^+ R_B$ über dem Widerstand $R_B = R_1$ sinkt das Potential am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers unter das Erdpotential ab. Der invertierende Eingang, der dem nichtinvertierenden Eingang folgt, zieht den erforderlichen Strom I_b^- über den Widerstand R_1. Der Rückkopplungswiderstand R_2, der die Balance hält, liefert nur einen kleinen Korrekturstrom I_{os} als Differenz zwischen den beiden Eingangsströmen und kompensiert die Ungenauigkeit des Widerstandes R_B. Idealerweise ist der durch den Rückkopplungswiderstand R_2 fließende Strom Null, und der Wert von R_2 (der Wert der Verstärkung G_I) spielt keine Rolle.

Die drei sich durch den Wert von R_B unterscheidenden Zustände werden im Bild 11.7 verglichen.

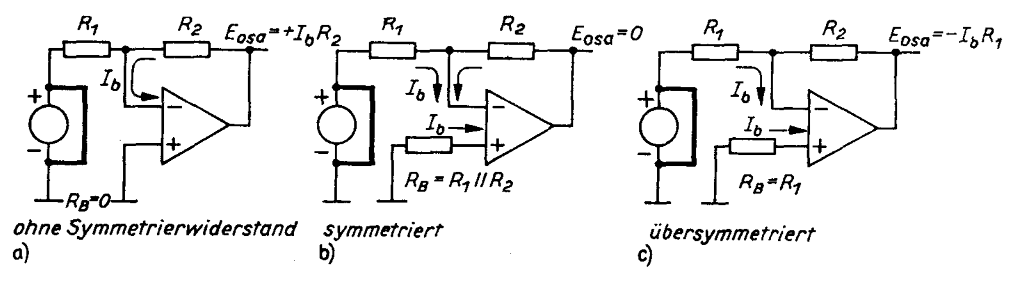


Bild 11.7. Drei Zustände des Spannungsinverters entsprechend drei unterschiedlichen Werten des Symmetrierwiderstandes R_B

Der Einfachheit halber ist ein symmetrischer Operationsverstärker mit E_{os}, $I_{os} = 0$ angenommen;
a) Beim nichtsymmetrierten Inverter ($R_B = 0$) fließt der Eingangsbiasstrom $I_b^- = I_b$ durch den Rückkopplungswiderstand R_2. Der Widerstand R_1 hat keine Wirkung, und am Ausgang erscheint eine positive Spannung $E_{osa} = I_b R_2$;
b) Das Einfügen eines optimalen Symmetrierwiderstandes $R_B = R_1 \| R_2$ führt zu einer negativen Spannung $-I_b R_B$, die an den Eingängen des Verstärkers erscheint. Der Eingangsstrom I_b^- fließt durch beide Widerstände R_1 und R_2, und die Ausgangsspannung wird Null, $E_{osa} = 0$. Der Inverter ist symmetriert; c) Die Erhöhung des Wertes des Symmetrierwiderstandes auf $R_B = R_1$ bewirkt, daß der gesamte Strom I_b^- durch den Widerstand R_1 fließt. Die Ausgangsspannung des Inverters sinkt auf den negativen Wert $E_{osa} = -I_b R_1$, und der Strom durch den Rückkopplungswiderstand wird Null. Der Inverter ist gerade übersymmetriert

Die Unterdrückung der Wechselwirkung zwischen Verstärkung und Offset ist eine Anwendung des übersymmetrierten Inverters. Eine andere Anwendung wird im Abschnitt 11.2.12. vorgestellt.

11.2.4. Summierverstärker

Einen symmetrierten Summierverstärker mit m Eingängen zeigt Bild 11.8. Angenommen, alle Eingänge sind geerdet, so liegen alle Summierwiderstände R_1 bis R_m parallel, und die Symmetriebedingung ist einfach

$$R_B = R_0 \| R_1 \| \ldots \| R_m, \tag{11.31}$$

vgl. Gl. (11.22). In Analogie zu Gl. (11.28) wird die Bedingung für den übersymmetrierten Zustand:

$$R_B = R_1 \| \ldots \| R_m. \tag{11.32}$$

Im Zusammenhang mit der Erhöhung der Zahl der Eingänge weckt ein anderes die Spannungskomponente des Ausgangsoffsets betreffendes Problem unsere Aufmerksamkeit.

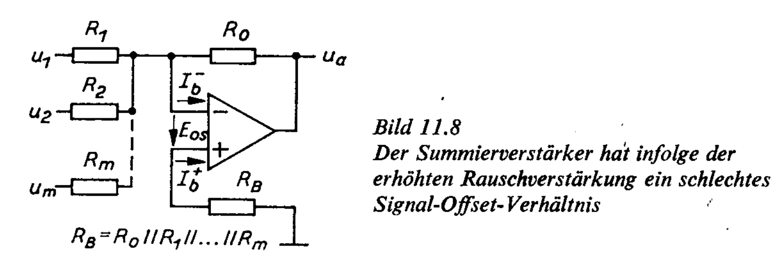


Bild 11.8
Der Summierverstärker hat infolge der erhöhten Rauschverstärkung ein schlechtes Signal-Offset-Verhältnis

Nehmen wir z.B. den ersten Eingang. Nach Zufügen weiterer Summierwiderstände bleibt die Signalverstärkung $-R_0/R_1$ unverändert, aber die Rauschverstärkung erhöht sich von

$$G_n = \frac{R_0}{R_1} + 1$$

auf[1])

$$G_n = \frac{R_0}{R_1 \| \ldots \| R_m} + 1 = \frac{R_0}{R_1} + \ldots + \frac{R_0}{R_m} + 1. \tag{11.33}$$

Die Folge ist eine Verschlechterung des Verhältnisses von Signal zu Offset. Die Eingangsoffsetspannung, bezogen auf den ersten Eingang, erhöht sich auf den Wert

$$E_{ose} = E_{os}\left(\frac{R_1}{R_1 \| \ldots \| R_m} + \frac{R_1}{R_0}\right) \tag{11.34a}$$

oder kürzer

$$E_{ose} = E_{os}\left(m + \frac{R}{R_0}\right), \tag{11.34b}$$

[1]) Die Rauschverstärkung Gl. (11.33) gehört zu geerdeten Eingängen des Summierverstärkers, wie es der Natur der Spannungssignalquellen entspricht.

wenn alle Summierwiderstände identisch und gleich R sind. Ein Summierverstärker mit fünf Eingängen ($m = 5$, $R = R_0$, $E_{ose} = 6E_{os}$) hat ein dreimal schlechteres Signal-Offset-Verhältnis als ein Inverter mit der gleichen Verstärkung. Dieses ungünstige Verhältnis erhöht sich bis auf fünf (auf m), wenn kleine Spannungen mit einer hohen Verstärkung $R_0/R \gg 1$ summiert werden.

Der eigentliche Grund für das erhöhte Offset des Summierverstärkers ist der erhöhte Leitwert zwischen dem Summierpunkt und Erde infolge zusätzlicher Summierwiderstände. Einen ähnlichen Nachteil hat eine bestimmte Methode der Frequenzkompensation (Abschn. 13.2.5.).

11.2.5. I-U-Wandler

Zur Berechnung der Schaltung im Bild 11.9a wird die Stromquelle abgetrennt. Die Rauschverstärkung ist gleich 1, und die Offsetspannung des Operationsverstärkers wird unverstärkt zum Ausgang übertragen,

$$E_{osa} = E_{os} + I_b^- R. \qquad (11.35)$$

Der Eingangsoffsetstrom (Bild 11.9b)

$$I_{ose} = \frac{E_{os}}{R} + I_b^- \qquad (11.36)$$

folgt daraus nach Divison durch den Faktor $-G_I = R$.

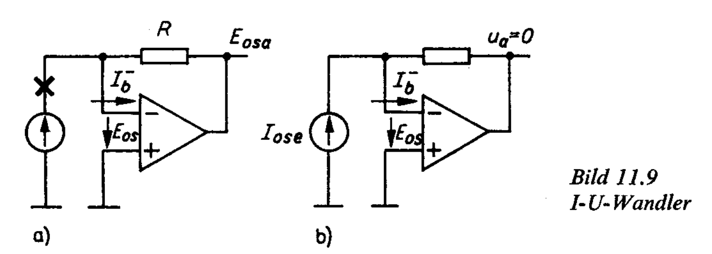


Bild 11.9
I-U-Wandler

Die Stromkomponente des Eingangsoffsets, die mit dem Eingangsbiasstrom I_b^- des Operationsverstärkers identisch ist, bestimmt den niedrigstmöglichen Bereich des Signalstroms I_s für eine angegebene prozentuale Genauigkeit. In einer nichtsymmetrierten Schaltung mit einem Operationsverstärker vom Typ µA 741 ist es nicht möglich, einen Strom $I_s = 1$ µA mit einer größeren Genauigkeit als 10% zu verstärken.

Die zweite Komponente E_{os}/R kann die Sache nur verschlechtern. Um diese Komponente zu reduzieren, genügt es, den Widerstand R zu vergrößern. Bei einem genügend hohen Signalspannungsabfall $I_s R$ über dem größeren Rückkopplungswiderstand ist das von Null verschiedene Potential E_{os} an seinem linken Ende vernachlässigbar.

Das universelle Heilmittel, die Widerstandssymmetrierung, bringt auch hier eine Verbesserung (Bild 11.10a). Nach Einschalten eines gleichen Widerstandes R am nichtinvertierenden Eingang wird der große Eingangsbiasstrom I_b^- durch den niedrigeren Offsetstrom I_{os} ersetzt:

$$E_{osa} = E_{os} + I_{os} R, \qquad (11.37)$$

$$I_{ose} = \frac{E_{os}}{R} + I_{os}. \qquad (11.38)$$

Die Anwendung eines Symmetrierwiderstandes hat aber auch ihren Nachteil. Der Spannungsabfall $-I_b^+R$ wird auch zur Signalquelle übertragen. Bei einer idealen Signalquelle macht das nichts, bei einer realen Signalquelle kann das aber sogar zu einer Verschlechterung führen, wenn der Wert des Innenwiderstandes R_s unter R sinkt. Die Einbeziehung des Innenwiderstandes R_s in die Symmetrierung hat nicht viel Sinn (Bild 11.10b), da dessen Größe selten bekannt oder stabil ist.

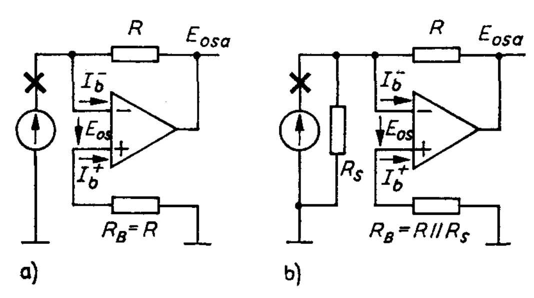


Bild 11.10. Symmetrierter I-U-Wandler

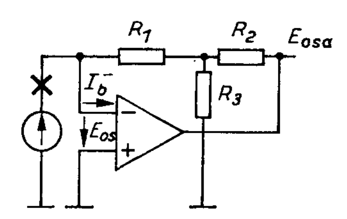


Bild 11.11. Das Widerstands-T-Netzwerk erhöht das Ausgangsoffset der Operationsschaltung

11.2.6. Widerstands-T-Netzwerk

Die Stromkomponente des Ausgangsoffsets eines Spannungsinverters oder eines *I-U*-Wandlers ist zum Wert des Rückkopplungswiderstandes proportional. Wird ein Rückkopplungswiderstand von 1 GΩ durch ein T-Netzwerk ersetzt, das aus Widerständen nicht größer als 1 MΩ zusammengesetzt ist, so sollte sich die Stromkomponente um mindestens drei Größenordnungen reduzieren lassen.

Diese geradlinige Schlußfolgerung bietet sich an, aber sie ist völlig falsch. In bezug auf den Biasstrom I_b^- wird nichts erreicht, und in bezug auf die Offsetspannung E_{os} wird die Situation schlechter, wie im folgenden gezeigt wird (Bild 11.11).

Bei $I_b^- = 0$ liegt die Offsetspannung E_{os} auch an dem gemeinsamen Punkt der Rückkopplungswiderstände und wird von hier mit $R_2/R_3 + 1$ multipliziert zum Ausgang übertragen. Bei $E_{os} = 0$ wird der Eingangsbiasstrom I_b^- mit dem inversen Übertragungsleitwert des T-Netzwerkes, der bis auf das Vorzeichen mit der idealen Verstärkung

$$G_1 = -R_1 \left(\frac{R_2}{R_1 \| R_3} + 1 \right) \tag{11.39}$$

identisch ist, multipliziert zum Ausgang übertragen (Abschn. 6.2.6.). Insgesamt ergibt sich

$$E_{osa} = E_{os} \left(\frac{R_2}{R_3} + 1 \right) + I_b^- R_1 \left(\frac{R_2}{R_1 \| R_3} + 1 \right), \tag{11.40}$$

$$I_{ose} = \frac{E_{os}}{R_1 + R_2 \| R_3} + I_b^- \approx \frac{E_{os}}{R_1} + I_b^- . \tag{11.41}$$

Der genäherte Ausdruck gilt für $R_3 \ll R_1$. Aus dem Vergleich mit den Gln. (11.35) und (11.36) folgt:

1. Die störende Wirkung des Eingangsbiasstromes I_b^- wird mit einem T-Netzwerk weder gemindert noch verstärkt. Dies ist plausibel, da sich an der Aufteilung von Signalstrom i_s und Eingangsbiasstrom I_b^- nichts verändert hat.

2. Die Wirkung der Offsetspannung E_{os} wird durch die erhöhte Rauschverstärkung

$$G_n = \frac{R_2}{R_3} + 1$$

gesteigert.

Das Versagen eines T-Netzwerkes wird im Bild 11.12 nochmals mit Zahlenwerten diskutiert, die einem praktisch abgeglichenen Operationsverstärker mit FET-Eingang entsprechen, $E_{os} = 100\ \mu V$.

In der linken Hälfte des Bildes wird ein Elektrometerwiderstand von 1 GΩ benutzt, um die geforderte Empfindlichkeit von 1 V/nA zu erreichen. Der Eingangsbiasstrom $I_b^- = 1$ pA liefert den Hauptbeitrag zum Gesamtfehler von 0,11 %, bezogen auf den Bereich $I_s = 1$ nA, weil die überlagerte Offsetspannung $E_{os} = 100\ \mu V$ nicht nur gegenüber dem Signalspannungsabfall 1 nA × 1 GΩ = 1 V, sondern auch gegenüber dem Ruhespannungsabfall 1 pA × 1 GΩ = 1 mV über dem großen Rückkopplungswiderstand vernachlässigbar ist.

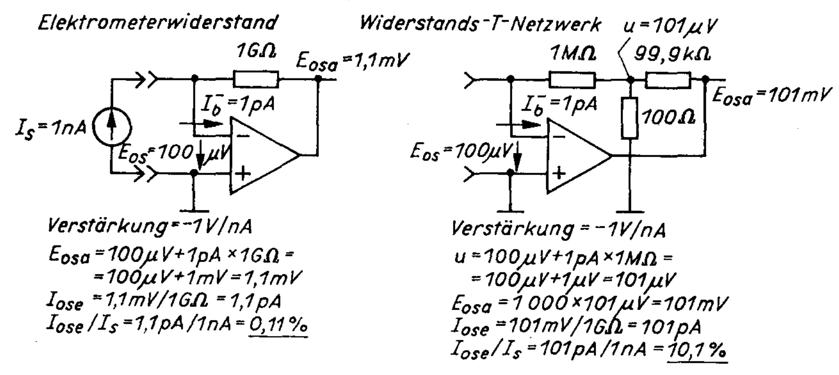


Bild 11.12. Zahlenmäßige Veranschaulichung des Versagens eines T-Netzwerkes

In der rechten Hälfte des Bildes wird ein gewöhnlicher Widerstand von 1 MΩ in Verbindung mit einer Rückkopplungsverstärkung von 1000 benutzt, um die gleiche Stromempfindlichkeit zu erreichen. Wird der gemeinsame Punkt der Widerstände für einen Moment als Ausgang der Operationsschaltung betrachtet, so ist die Situation ähnlich wie zuvor, nur die Zahlenverhältnisse haben sich geändert. Der 1-MΩ-Widerstand ist zu klein, um die Stromkomponenten von der Spannungskomponente zu trennen. Die Offsetspannung von 100 μV steigt auf 10 % des Signalspannungsabfalls 1 nA × 1 MΩ = 1 mV und übersteigt den Ruhespannungsabfall 1 pA × 1 MΩ = 1 μV hundertmal. Der folgende Spannungsteiler verstärkt alle drei Komponenten 1000mal, ändert aber nichts an deren Verhältnis. Im Gesamtfehler von 10,1% überwiegt der Beitrag der Offsetspannung E_{os}.

Die Ursache für das Versagen des T-Netzwerkes ist offensichtlich. Der Signalspannungsabfall $I_s R_1$ wird durch die überlagerte Offsetspannung E_{os} überdeckt. Daraus ergeben sich zwei praktische Schlußfolgerungen:

1. Das T-Netzwerk ist nur bei Operationsverstärkern mit kleiner Eingangsoffsetspannung anwendbar. Bei Benutzung eines chopperstabilisierten Operationsverstärkers ($E_{os} = 1\ \mu V$, $I_b^- = 10$ pA) würde der Gesamtfehler im vorhergehenden Fall 1,1% nicht übersteigen. Die Rauscheigenschaften würden sich jedoch ohnehin verschlechtern (Abschn. 12.2.4.).
2. Der erste Rückkopplungswiderstand R_1 des T-Netzwerkes muß so groß wie möglich sein. Die minimale Größe ist mit dem zulässigen prozentualen Fehler $E_{os}/I_s R_1$ gegeben.

11.2.7. Spannungsfolger

Mit einer idealen Signalquelle ist die Ausgangsspannung in bezug auf die Eingangsspannung um einen konstanten Betrag E_{os} verschoben.

Der Innenwiderstand R_s der Signalquelle (Bild 11.13a) tritt durch einen zusätzlichen internen Spannungsabfall $I_b^+ R_s$ in Erscheinung, der durch den Ruhestrom I_b^+ verursacht wird:

$$E_{osa} = -E_{ose} = E_{os} - I_b^+ R_s. \tag{11.42}$$

Bei Anwendung eines bipolaren Operationsverstärkers dominiert dieser interne Spannungsabfall sogar bei überraschend niedrigen Werten von

$$R_s = \frac{E_{os}}{I_b^+} = \frac{100\,\mu\text{V}}{100\,\text{nA}} = 1\,\text{k}\Omega. \tag{11.43}$$

Ein hoher Eingangswiderstand des Spannungsfolgers $R_e = R_{cm} = 500\,\text{M}\Omega$ genügt daher nicht allein für eine genaue Übertragung einer Spannung aus einer Quelle mit hohem Innenwiderstand. Obwohl der statische Fehler der Verstärkung $-\varepsilon_0 = R_s/R_{cm}^+ = 0{,}01\,\%$ bei $R_s = 50\,\text{k}\Omega$ mehr als akzeptabel ist, verursacht ein Innenwiderstand der gleichen Größe einen Spannungsabfall $I_b^+ R_s = 5\,\text{mV}$, was einen Fehler von 50% im 10-mV-Signalbereich bedeutet!

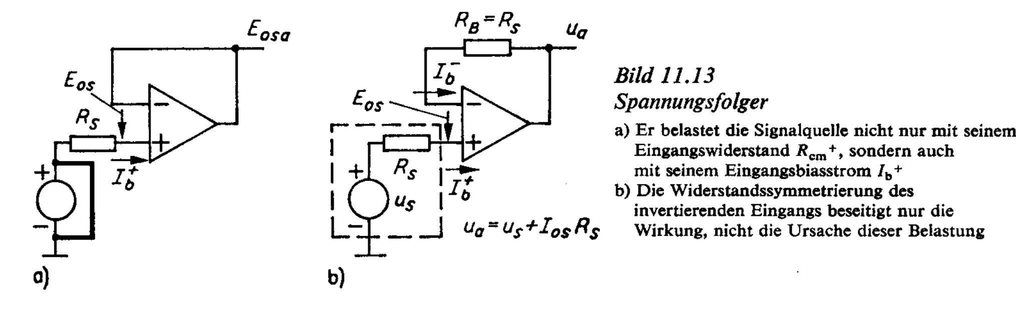


Bild 11.13
Spannungsfolger
a) Er belastet die Signalquelle nicht nur mit seinem Eingangswiderstand R_{cm}^+, sondern auch mit seinem Eingangsbiasstrom I_b^+
b) Die Widerstandssymmetrierung des invertierenden Eingangs beseitigt nur die Wirkung, nicht die Ursache dieser Belastung

Dieses Beispiel zeigt deutlich den Unterschied zwischen dem additiven und dem multiplikativen Fehler, der durch den Innenwiderstand der Signalquelle verursacht wird. Der erste Fehler ist eine Folge des Biasstromes I_b^+ selbst, während sich der zweite nur aus der Änderung dieses Stromes bei Gleichtaktaussteuerung, d. h. durch den endlichen Gleichtakteingangswiderstand R_{cm}^+, ergibt.

Ist der Innenwiderstand der Signalquelle bekannt, konstant und unabhängig vom Signal, so kann die Stromkomponente des Ausgangsoffsets durch eine Widerstandssymmetrierung am invertierenden Eingang (Bild 11.13b) reduziert werden. Bei $R_B = R_s$ ist

$$E_{osa} = -E_{ose} = E_{os} + I_{os} R_s. \tag{11.44}$$

Wir wollen das Wesentliche der Symmetrierung einer Serien-Operationsschaltung näher betrachten (der Einfachheit halber setzen wir $E_{os}, I_{os} = 0$). Wenn $R_B = R_s$, so ist die einzige Folge der Spannungsabfälle über dem Innenwiderstand und dem Symmetrierwiderstand eine leicht verringerte Gleichtakteingangsspannung des Operationsverstärkers. Der negative Spannungsabfall $-I_b R_s$ innerhalb der Signalquelle wird durch einen gleichen, aber positiven Spannungsabfall $+I_b R_B$ über dem Symmetrierwiderstand kompensiert. Die Ausgangsspannung u_a ist eine exakte Wiedergabe der internen Signalspannung u_s, ohne daß diese direkt zugänglich sein muß.

Die Widerstandssymmetrierung des Spannungsfolgers beseitigt aber nur die Folge der Strombelastung, nicht den Belastungsstrom selbst. Dort, wo die Signalquelle eine Stromabnahme nicht zuläßt (biologische oder chemische Objekte), ist es angebracht, einen angemessenen Operationsverstärker mit FET-Eingang, MOSFET-Eingang oder einer Kapazitätsdiodenbrücke auszuwählen.

11.2.8. Nichtinvertierender Verstärker

Nach Kurzschluß der Signalquelle (Bild 11.14a) ist die Parallele zum Spannungsinverter im Bild 11.4a offensichtlich:

$$E_{osa} = E_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) + I_b^- R_2 . \qquad (11.45)$$

Die Eingangsoffsetspannung E_{ose} weicht jedoch davon ab (Bild 11.14b),

$$-E_{ose} = E_{os} + I_b^- \, (R_1 \| R_2), \qquad (11.46)$$

da auch die Signalverstärkung G_I vom früheren Wert abweicht und mit der Rauschverstärkung

$$G_I = G_n = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad (11.47)$$

identisch ist.

Die Übereinstimmung von Signalverstärkung und Rauschverstärkung ist ein Vorteil des nichtinvertierenden Verstärkers gegenüber dem Spannungsinverter, der sich explizit durch den nicht vergrößerten Wert von E_{os} in Gl. (11.46) ausdrückt. Der nichtinvertierende Spannungsverstärker bringt die geringste Störung in den Signalpfad.

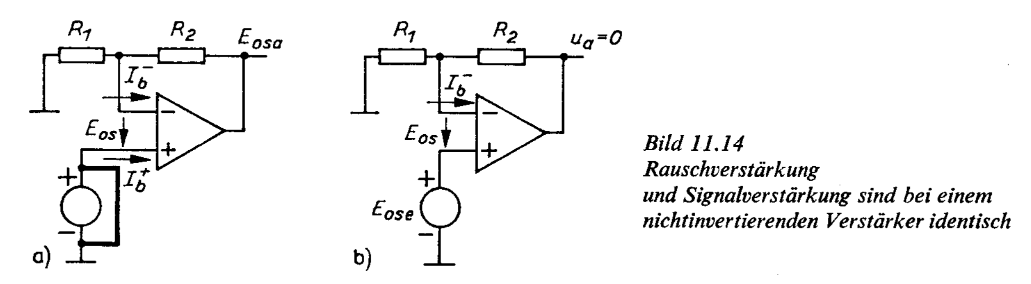


Bild 11.14
Rauschverstärkung und Signalverstärkung sind bei einem nichtinvertierenden Verstärker identisch

Die Methode der Symmetrierung eines nichtinvertierenden Verstärkers hängt von den Umständen ab.

Wenn der Innenwiderstand der Signalquelle Null ist und der Rückkopplungsteiler einen ziemlich hohen Widerstand besitzt, wird ein Symmetrierwiderstand

$$R_B = R_1 \| R_2 \qquad (11.48)$$

in Reihe mit dem nichtinvertierenden Eingang eingefügt (Bild 11.15a). Die Eingangsoffsetspannung wird dann

$$-E_{ose} = E_{os} + I_{os} \, (R_1 \| R_2). \qquad (11.49)$$

Der von Null verschiedene, aber feste und bekannte Innenwiderstand R_s könnte durch die Rückkopplungswiderstände allein symmetriert werden, $R_1 \| R_2 = R_s$. Das ist aber

wegen der Wechselwirkung mit der geforderten Verstärkung $R_2/R_1 + 1 = G_I$ schwierig zu realisieren. Einfacher ist es, die Auswahl der Widerstände R_1 und R_2 nur der geforderten Verstärkung unterzuordnen und die Symmetrierung der Schaltung mit Hilfe eines billigen Widerstandes R_B in Reihe mit dem invertierenden Eingang vorzunehmen (Bild 11.15b):

$$R_B = R_s - R_1 \| R_2 . \tag{11.50}$$

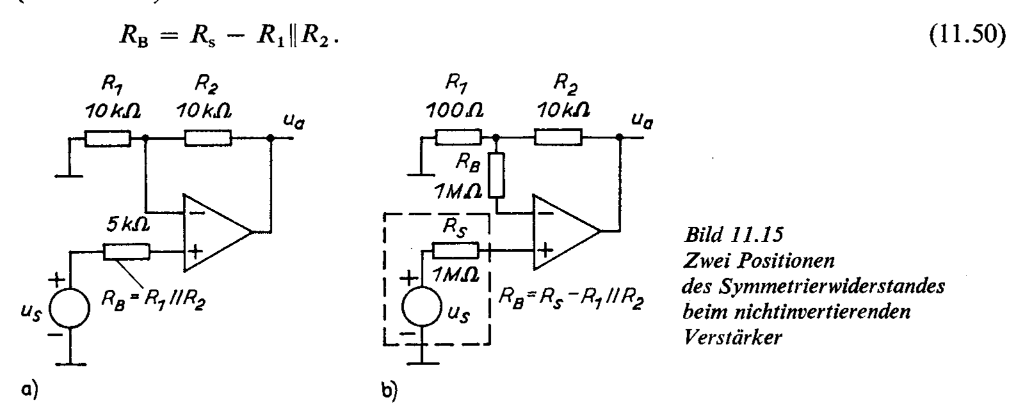


Bild 11.15
Zwei Positionen des Symmetrierwiderstandes beim nichtinvertierenden Verstärker

Alles über die Symmetrierung des Spannungsinverters Gesagte gilt auch für eine Serienoperationsschaltung. Die Widerstandssymmetrierung hat aber nur bei einem bipolaren Operationsverstärker einen praktischen Sinn. Bei einem Operationsverstärker mit FET-Eingang wird Geld gespart und das Rauschen klein gehalten, wenn die Widerstandssymmetrierung weggelassen wird.

11.2.9. Stromverstärker

Der Ausgangsoffsetstrom I_{osa} (Bild 11.16a) ist gleich der Summe der Ströme I_b^- und $(E_{os} + I_b^- R_2)/R_1$, die durch die Widerstände R_2 bzw. R_1 fließen:

$$I_{osa} = \frac{E_{os}}{R_1} + I_b^- \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right). \tag{11.51}$$

Der Eingangsoffsetstrom I_{ose} folgt daraus mittels Division durch $-G_I = R_2/R_1 + 1$ oder durch direkte Berechnung gemäß Bild 11.16b. Bei $i_a = 0$ ist der Spannungsteiler (R_1, R_2) nicht belastet. Die Eingangsquelle I_{ose} liefert den Eingangsbiasstrom I_b^- und den Strom $E_{os}/(R_1 + R_2)$, der durch das Rückkopplungsnetzwerk abgeleitet wird:

$$I_{ose} = \frac{E_{os}}{R_1 + R_2} + I_b^- . \tag{11.52}$$

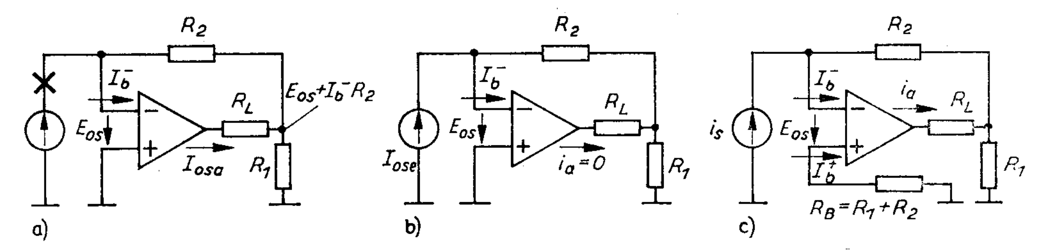


Bild 11.16. Offsetströme eines Stromverstärkers

a) Ausgangsoffsetstrom; b) Eingangsoffsetstrom; c) Lastwiderstand R_L hat auf den Wert des Symmetrierwiderstandes keinen Einfluß

Die richtige Position und der Wert des Symmetrierwiderstandes sind aus Bild 11.16c ersichtlich,[1])

$$R_B = R_1 + R_2. \tag{11.53}$$

Bei Symmetrie gilt:

$$I_{osa} = \frac{E_{os}}{R_1} + I_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right), \tag{11.54}$$

$$I_{ose} = \frac{E_{os}}{R_1 + R_2} + I_{os}. \tag{11.55}$$

11.2.10. Differenzierer

Bei der Berechnung der Ausgangsoffsetspannung spielt der Kondensator C_1 (Bild 11.17a) keine Rolle und

$$E_{osa} = E_{os} + I_b^- R_2. \tag{11.56}$$

Die Spannung E_{osa} ist ein falscher Indikator für den Trend der Eingangssignalspannung. Die Eingangsoffsetspannung E_{ose} steigt linear mit der Zeit an und ihre Ableitung hat entsprechend Bild 11.17b den Wert

$$\frac{dE_{ose}}{dt} = \frac{E_{os}}{C_1 R_2} + \frac{I_b^-}{C_1}. \tag{11.57}$$

$C_1 R_2 = \tau_d$ ist die *Differenzierzeitkonstante.*

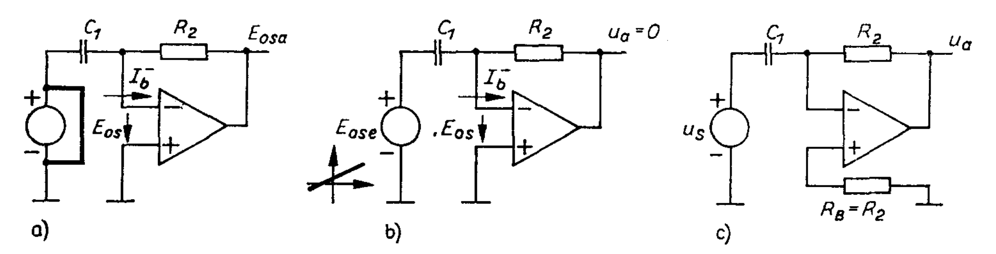


Bild 11.17. Fehler beim Differenzierer

a) die Ausgangsoffsetspannung des Differenzierers ist für den Trend des Eingangssignals ein falscher Indikator; b) die Eingangsoffsetspannung steigt linear mit der Zeit an; c) die Anwendbarkeit eines bipolaren Operationsverstärkers wird durch Widerstandssymmetrierung etwas verbessert

Wir wollen die potentiellen Möglichkeiten eines auf Null abgeglichenen bipolaren Operationsverstärkers ($E_{os} = 100\,\mu V$, $I_b^- = 100\,nA$) und eines auf Null abgeglichenen Operationsverstärkers mit FET-Eingang ($E_{os} = 100\,\mu V$, $I_b^- = 1\,pA$) in einem mittelschnellen Differenzierer ($C_1 = 1\,\mu F$, $R_2 = 1\,M\Omega$, $\tau_d = 1\,s$) vergleichen, der Eingangsspannungsänderungen im Bereich von 1 V/s verarbeitet. Beim bipolaren Operationsverstärker ergibt sich $dE_{ose}/dt = 100\,\mu V/s + 100\,mV/s = 100{,}1\,mV/s$, was einem Fehler von 10% des Bereiches entspricht. Ein wesentlicher Teil dieses Fehlers ist auf den Eingangs-

[1]) Mit dem angegebenen Wert von R_B und einem symmetrischen Operationsverstärker ist der Ausgangsoffsetstrom Null. Der Lastwiderstand R_L geht nicht in Gl. (11.53) ein, da dessen Wert bei $i_a = 0$ keine Rolle spielt. In diesem Sinne sind die externen Widerstände am invertierenden und am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers in einer symmetrierten Operationsschaltung wieder gleich.

biasstrom des Operationsverstärkers zurückzuführen. Die Unterdrückung dieses Fehlers auf 0,1 % würde einen unpraktisch großen Kondensator C_1 von 100 μF und die Verringerung des Rückkopplungswiderstandes R_2 auf 10 kΩ erfordern.[1]) Ein mittelschneller Differenzierer ist mit einem bipolaren Operationsverstärker schwer zu realisieren (mit Widerstandssymmetrierung s. weiter unten), ein langsamer Differenzierer kann überhaupt nicht realisiert werden.

Mit einem Operationsverstärker mit FET-Eingang ergibt sich $\mathrm{d}E_{\mathrm{ose}}/\mathrm{d}t = 100\,\mu\mathrm{V/s} + 1\,\mu\mathrm{V/s} = 101\,\mu\mathrm{V/s} \mathrel{\hat{=}} 0{,}01\,\%$. Ein wesentlicher Teil dieses Fehlers ist auf die Eingangsoffsetspannung $E_{\mathrm{os}} = 100\,\mu\mathrm{V}$ des Operationsverstärkers zurückzuführen.

Die große Reserve in der Stromkomponente eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang erlaubt auch den Aufbau eines langsamen Differenzierers mit einer Zeitkonstanten $\tau_{\mathrm{d}} = C_1 R_2 = 1\,\mu\mathrm{F} \times 1\,\mathrm{G}\Omega = 1000\,\mathrm{s}$ und einer Änderungsgeschwindigkeit der Eingangsspannung von 1 mV/s. Der Fehler übersteigt dabei 0,11 % nicht.

Eine gewisse Möglichkeit ergibt sich für den bipolaren Operationsverstärker durch Widerstandssymmetrierung am nichtinvertierenden Eingang entsprechend Bild 11.17c,

$$R_{\mathrm{B}} = R_2, \tag{11.58}$$

$$\frac{\mathrm{d}E_{\mathrm{ose}}}{\mathrm{d}t} = \frac{E_{\mathrm{os}}}{C_1 R_2} + \frac{I_{\mathrm{os}}}{C_1}. \tag{11.59}$$

11.2.11. Sample/hold-Verstärker

Der Sample/hold-Verstärker im Bild 11.18 arbeitet in zwei Moden, dem Samplemode und dem Holdmode, abhängig vom Zustand des Schalters S. Die Ausgangsoffsetspannung im Samplemode (Schalter geschlossen) ist $E_{\mathrm{osa}} = 2E_{\mathrm{os}} + I_{\mathrm{b}}^{-} R$, siehe Gl. (11.12). Nach Öffnen des Schalters zum Zeitpunkt $t = 0$ wird diese Spannung nicht verändert, aber der vorhergehende Pfad des Stromes I_{b}^{-} wird unterbrochen, so daß dieser

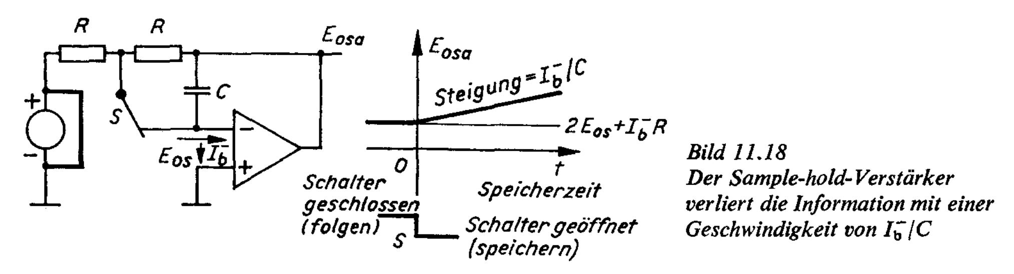


Bild 11.18
Der Sample-hold-Verstärker verliert die Information mit einer Geschwindigkeit von I_{b}^{-}/C

über den Speicherkondensator fließt. Die Ausgangsoffsetspannung im Holdmode ist die Summe einer Anfangsspannung *(Folgefehler)* und einer linear ansteigenden Komponente $I_{\mathrm{b}}^{-} t/C$ *(Speicherverlust)*:

$$E_{\mathrm{osa}} = 2E_{\mathrm{os}} + I_{\mathrm{b}}^{-} R + \frac{I_{\mathrm{b}}^{-}}{C}\, t. \tag{11.60}$$

Wir unterstreichen, daß im Gegensatz zum später behandelten Integrierer die zeitliche Drift im Holdzustand einzig und allein eine Folge des Biasstromes I_{b}^{-} ohne einen Beitrag der Offsetspannung E_{os} ist.

[1]) Diese Schlußfolgerung stimmt mit der Schlußfolgerung im Abschnitt 11.2.1. überein: Die Unterdrückung der Stromkomponente des Offsets einer Operationsschaltung erfordert die Verkleinerung der Impedanzen des Rückkopplungsnetzwerkes.

Mit einem bipolaren Operationsverstärker und einem Kondensator von $C = 1\,\mu F$ geht die Information mit einer Geschwindigkeit von $I_b^-/C = 100\,nA/1\,\mu F = 100\,mV/s$ verloren, was 1 %/s in einem 10-V-Bereich entspricht, während mit einem Operationsverstärker mit FET-Eingang die Geschwindigkeit des Informationsverlustes nur $1\,pA/1\,\mu F = 1\,\mu V/s$ beträgt, was 0,00001 %/s entspricht. Im letzteren Falle ginge die Information erst nach $10^7\,s = 116$ Tagen vollständig verloren, wenn keine Selbstentladung des Speicherkondensators stattfände. Es ist schwer möglich, einen schlagenderen Beweis für die Vorteile von Operationsverstärkern mit FET-Eingang in hochohmigen Operationsschaltungen zu finden.

Die Widerstandssymmetrierung des bipolaren Operationsverstärkers mit Hilfe des Widerstandes $R/2$ wie im Bild 11.15 verringert nur den weniger wichtigen Folgefehler $I_b^- R$. Die Unterdrückung des linear ansteigenden Speicherfehlers $I_b^- t/C$ würde das Einfügen eines geschalteten Symmetrierkondensators vom selben Wert C in den nichtinvertierenden Eingang erfordern. Viel einfacher ist es, einen gewöhnlichen Operationsverstärker mit FET-Eingang einzusetzen.

11.2.12. Integrierer

Der nichtstabile Charakter des Integrierers kann sogar einen erfahrenen Konstrukteur bei der Berechnung des Offsets verwirren. Wie soll der prozentuale Fehler definiert werden?

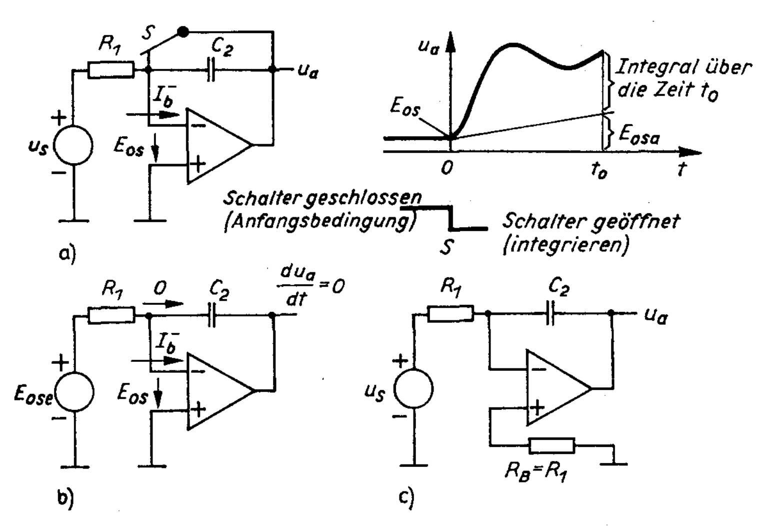


Bild 11.19. Fehler beim Integrierer

a) Ausgangsoffsetspannung wächst linear mit der Integrationszeit an; b) der relative additive Fehler des Integrierers ist gleich dem Verhältnis der Eingangsoffsetspannung E_{ose} zur mittleren Nenneingangsspannung $\bar{U}_s$; c) ein widerstandssymmetrierter Integrierer ähnelt einem übersymmetrierten Inverter

Bild 11.19a zeigt den Millerintegrierer mit einer einfachen Möglichkeit, die Anfangsbedingung Null herzustellen. Bei geschlossenem Schalter ist der Kondensator kurzgeschlossen, und es gilt $E_{osa} = E_{os}$. Die Integration beginnt zum Zeitpunkt des Öffnens bei einem inkorrekten von Null verschiedenen Pegel. Dies ist der erste, aber nicht der wesentlichste Nachteil.

Der Strom $(u_s - E_{os})/R_1 - I_b^-$, der in der Rücksetzphase über den Schalter fließt, wird nach Öffnen desselben zum Integrierkondensator C_2 geführt und beginnt diesen zu laden.

Nach Ablauf der Integrationszeit t_0 erscheint am Integriererausgang eine Spannung

$$u_a(t_0) = E_{os} - \frac{1}{C_2 R_1} \int_0^{t_0} [\underbrace{u_s}_{\text{Eingangs-signal}} - \underbrace{(E_{os} + I_b^- R_1)}_{\text{Eingangs-offset } E_{ose}}] \, dt$$

$$= \underbrace{E_{os} + (E_{os} + I_b^- R_1) \frac{t_0}{C_2 R_1}}_{\text{Ausgangsoffset } E_{osa}} - \underbrace{\frac{1}{C_2 R_1} \int_0^{t_0} u_s \, dt}_{\text{Ausgangssignal}}. \tag{11.61}$$

Die Ausgangssignalkomponente ist ein Maß für das Zeitintegral $\int_0^{t_0} u_s \, dt$, das durch ein rechteckiges Feld $u_s t_0$ ausgedrückt werden kann. Die mittlere Eingangsspannung

$$\bar{u}_s = \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} u_s \, dt \tag{11.62}$$

kommt dem tatsächlichen Wert der Eingangsspannung nahe, vorausgesetzt, u_s verändert sich während der Integration nicht zu sehr. Die mittlere Eingangsspannung kann aber auch Null sein, wenn die positiven und negativen Felder des Zeitverlaufes einander aufheben. Daher ist weder der Eingangsspannungsbereich U_s noch der Bereich seines Integrals $U_s t_0$, sondern vielmehr der Bereich der mittleren Eingangsspannung $\bar{U}_s$ ein natürlicher Referenzwert, auf den wir das Offset in Gl. (11.61) beziehen werden.

Die erste Komponente E_{os} der Ausgangsoffsetspannung entspricht einer ungenau gegebenen Anfangsbedingung und ist in der Regel vernachlässigbar. Damit sie wirklich vernachlässigbar ist, genügt es, die Verstärkung des Integrierers zu erhöhen, d.h. die Integrationszeitkonstante $\tau_i = C_2 R_1$ zu reduzieren, so daß die endgültige Ausgangsspannung $u_a(t_0)$ einen beträchtlichen Teil des Ausgangshubs des Operationsverstärkers ausmacht.[1]

Der additive Fehler der Integration ist hauptsächlich durch die zweite Komponente gegeben, die von Null bis zu einem Maximalwert

$$(E_{os} + I_b^- R_1) \frac{t_0}{C_2 R_1} \tag{11.63}$$

linear mit der Zeit ansteigt und gleich dem Integral der Eingangsoffsetspannung E_{ose} entsprechend Bild 11.19b ist,

$$E_{ose} = E_{os} + I_b^- R_1 . \tag{11.64}$$

Man beachte, daß die Eingangsoffsetspannung E_{ose} sowohl von der Integrationszeit t_0 als auch von der Verstärkung des Integrierers (d.h. vom Wert des Integrierkondensators C_2) unabhängig ist. Das ist für die Betrachtung des additiven Fehlers vorteilhaft, weil sie unabhängig von Überlegungen zur Integrationszeit t_0 und zum Integrierkondensator C_2 angestellt werden kann.

Wir untersuchen wieder die Möglichkeiten eines bipolaren Operationsverstärkers und eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang in einem Integrierer mit dem Eingangswiderstand $R_1 = 1$ MΩ, der eine Spannung im Bereich von $\bar{U}_s = 1$ V integriert.

[1]) Etwas Vorsicht ist geboten, wenn eine Spannung integriert wird, die ihre Polarität wechselt: der Augenblickswert des Integrals $\int_0^t u_s \, dt$ kann den Endwert $\int_0^{t_0} u_s \, dt$ übertreffen. Wenn kein ausreichender Spielraum vorhanden ist, wird der Ausgang des Operationsverstärkers übersteuert. In Analogrechnern eingesetzte Integrierer sind durch eine Übersteuerungsanzeige und die Unterbrechung der Rechnung dagegen gesichert.

Entsprechend Gl. (11.64) integriert der bipolare Operationsverstärker mit einem Fehler $E_{ose} = 100\,\mu V + 100\,nA \times 1\,M\Omega = 100{,}1\,mV \mathrel{\hat{=}} 10\,\%$, an dem hauptsächlich der Eingangsbiasstrom $I_b^- = 100\,nA$ des Operationsverstärkers beteiligt ist. Eine Reduzierung dieses Fehlers auf 0,1 % würde die Verringerung des Widerstandes R_1 auf 10 kΩ erfordern. Bei einer praktischen Begrenzung des Integrierkondensators C_2 auf einen Wert von 1 µF bedeutet das eine Herabsetzung der Integrationszeitkonstanten τ_i unter 10 ms. Ein bipolarer Operationsverstärker ist generell nur für schnelle und kurzzeitige Integrationen geeignet; eine gewisse Verbesserung bringt die Widerstandssymmetrierung nach Bild 11.19c.

Mit einem Operationsverstärker mit FET-Eingang wird der Fehler $E_{ose} = 100\,\mu V + 1\,pA \times 1\,M\Omega = 101\,\mu V \mathrel{\hat{=}} 0{,}01\,\%$, dessen Hauptanteil von der Offsetspannung $E_{os} = 100\,\mu V$ herrührt.

Der niedrige Eingangsbiasstrom eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang erlaubt sogar eine tausendfache Vergrößerung des Eingangswiderstandes R_1 bis auf 1 GΩ, um einen Langzeitintegrierer mit einer Integrationszeitkonstanten τ_i bis zu 1000 s und einer Genauigkeit von 0,1 % realisieren zu können. Bei solchen Anwendungen ist der Operationsverstärker mit FET-Eingang (MOSFET-Eingang, Kapazitätsdiodenbrücke) unersetzbar.

Die Situation verschlechtert sich schnell, wenn die mittlere Eingangsspannung $\bar{U}_s$ auf den Millivoltpegel sinkt. Die Stabilität der Eingangsoffsetspannung E_{os} eines universellen Operationsverstärkers mit FET-Eingang ist kaum besser als 100 µV, und ein Präzisionsoperationsverstärker mit FET-Eingang ist teuer. Aus diesem Grunde ist es angebracht, zuvor den Pegel $\bar{U}_s$ mit Hilfe eines bipolaren Vorverstärkers (Spannungsinverter oder nichtinvertierender Verstärker) zu erhöhen.

Wir kehren noch mit einer Anmerkung zu Gl. (11.61) zurück. Die zeitliche Drift des Integrierers mit einem kurzgeschlossenen Eingang oder mit einer angeschlossenen Signalquelle ist infolge des Stromes E_{os}/R_1, der vom Summierpunkt über den Widerstand R_1 fließt, größer als die zeitliche Drift des Sample/hold-Verstärkers (Abschn. 11.2.11.).

11.2.13. Differenzverstärker

Die Berechnung des Ausgangsoffsets E_{osa} nach Bild 11.20a ist kein Problem. Mit kurzgeschlossenen Signalquellen nimmt die Operationsschaltung die Form der Schaltung im Bild 11.5 an, so daß gilt:

$$E_{osa} = E_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) + I_b^- R_2 - I_b^+ R_4 \tag{11.65}$$

gemäß Gl. (11.19) für $R_4/R_3 = R_2/R_1$.

Die Bedingung für eine Widerstandssymmetrierung ist mit der für eine vollkommene Symmetrie des Rückkopplungsnetzwerkes

$$R_4 = R_2, \qquad R_3 = R_1, \tag{11.66}$$

identisch. Das untere Paar der Widerstände R_3, R_4 bildet einen zusammengesetzten Symmetrierwiderstand, und es wird:

$$E_{osa} = E_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) + I_{os} R_2. \tag{11.67}$$

Die Differenzeingangsoffsetspannung E_{ose} eines Differenzverstärkers wird als Offsetspannung eines der Eingänge bei geerdetem anderem Eingang gedacht (Bild 11.20b):

$$E_{ose} = E_{os}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + I_b^- R_1 - I_b^+ R_3 \tag{11.68}$$

für $R_4/R_3 = R_2/R_1$ oder

$$E_{ose} = E_{os}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + I_{os} R_1 \tag{11.69}$$

für den symmetrischen Fall $R_4 = R_2$, $R_3 = R_1$.

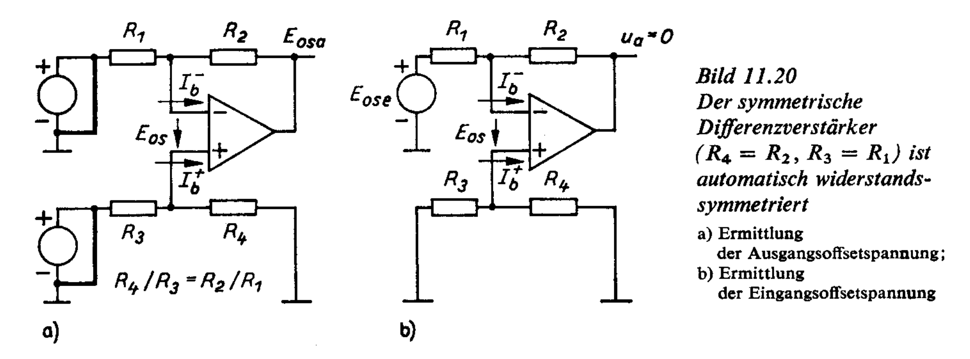


Bild 11.20
Der symmetrische Differenzverstärker ($R_4 = R_2$, $R_3 = R_1$) ist automatisch widerstandssymmetriert
a) Ermittlung der Ausgangsoffsetspannung;
b) Ermittlung der Eingangsoffsetspannung

11.2.14. Instrumentationsverstärker

Die zusammengesetzte Operationsschaltung im Bild 11.21 gehört nicht zur Klasse von Schaltungen mit einem Operationsverstärker. Dennoch ist die vereinfachte Offsetberechnung nach Abschn. 11.1.3. nicht nur auf solche Schaltungen, sondern auch auf nichtlineare Operationsschaltungen anwendbar, wie wir im nächsten Beispiel sehen werden.

Die Größe der Ausgangsoffsetspannung ist

$$E_{osa} = E_{osa2} - \frac{R_2}{R_1} E_{osa1}.$$

Die Komponenten E_{osa1} und E_{osa2} entsprechend dem ersten bzw. dem zweiten nichtinvertierenden Verstärker können mit Hilfe der Gl. (11.19) ermittelt werden. Mit den Bezeichnungen des Bildes ist

$$E_{osa} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)(E_{os2} - E_{os1} + I_{b1}^+ R_{s1} - I_{b2}^- R_{s2}) + (I_{b2}^+ - I_{b1}^-) R_2, \tag{11.70}$$

$$E_{ose} = E_{os2} - E_{os1} + I_{b1}^+ R_{s1} - I_{b2}^+ R_{s2} + (I_{b2}^- - I_{b1}^-)(R_1 \| R_2). \tag{11.71}$$

Wir wollen die Möglichkeiten bei der Verstärkung einer kleinen Differenzspannung im Bereich von 10 mV abschätzen. An den Positionen A_1 und A_2 verwenden wir einen präzisen monolithischen bipolaren Doppeloperationsverstärker mit einer Arbeitsoffsetinstabilität von $E_{os2} - E_{os1} = 10\,\mu V$, $I_b = 20$ nA und $I_{b2} - I_{b1} = 1$ nA. Mit der Wahl der Widerstände $R_1 = 100\,\Omega$ und $R_2 = 99{,}9$ kΩ wird eine Verstärkung von 1000 eingestellt.

Die Spannungskomponente

$$E_{os2} - E_{os1} = 10\,\mu V$$

stellt den Minimalwert des Eingangsoffsets dar, der erreicht werden kann. Die erste Stromkomponente

$$(I_{b2}^- - I_{b1}^-)\,(R_1 \| R_2) = 1\,\text{nA} \cdot 100\,\Omega = 0{,}1\,\mu V$$

ist infolge der niedrigen Werte der Rückkopplungswiderstände und der guten Übereinstimmung der beiden Verstärker vernachlässigbar. Zusammengenommen ergeben die beiden Komponenten einen relativen Fehler von 0,1 % des Bereiches.

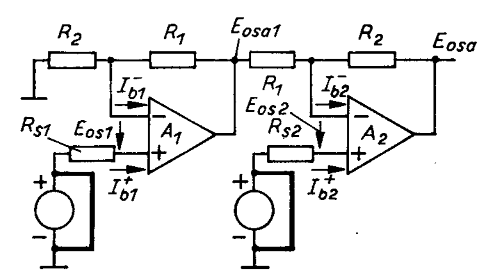


Bild 11.21
Instrumentationsverstärker als Operationsschaltung mit zwei Operationsverstärkern
Die vereinfachte Berechnung des Eingangs- und Ausgangsoffsets entsprechend Abschnitt 11.1.3. kann auf solche zusammengesetzten Operationsschaltungen und sogar auf nichtlineare Operationsschaltungen ausgedehnt werden

Die zweite Stromkomponente hängt vom Wert und der Übereinstimmung der Innenwiderstände der Signalquellen ab. Mittelgroße, aber identische Widerstände sind nicht so kritisch wie deren Differenz. Im ersten Fall führen Widerstände $R_{s1} = R_{s2} = 10\,k\Omega$ zu einem zusätzlichen Eingangsoffset von

$$(I_{b1}^+ - I_{b2}^+)\,R_s = 1\,\text{nA} \cdot 10\,k\Omega = 10\,\mu V = 0{,}1\,\%.$$

Im zweiten Fall führen $R_{s1} = 1\,k\Omega$ und $R_{s2} = 0$ zu

$$I_b\,(R_{s1} - R_{s2}) = 20\,\text{nA} \cdot 1\,k\Omega = 20\,\mu V = 0{,}2\,\%.$$

Die genaue Messung kleiner Spannungen mit größeren Innenwiderständen als 1 MΩ erfordert im allgemeinen die Anwendung von Operationsverstärkern mit FET-Eingang.

11.2.15. Logarithmischer Verstärker

Das Superpositionsprinzip ist für eine nichtlineare Operationsschaltung nicht anwendbar. Die getrennte Untersuchung von Signal und Offset ist nicht möglich, da sich die Verstärkung der Operationsschaltung mit dem Signal verändert. Das gleiche Offset des Operationsverstärkers verursacht, abhängig von der Größe der Signalaussteuerung, einen unterschiedlichen additiven Fehler der Operationsschaltung. Aus der Sicht des Operationsverstärkers ändert sich die Situation andererseits nicht sehr, wenn das lineare Rückkopplungsnetzwerk durch ein nichtlineares ersetzt wird. Da die Analyse einer nichtlinearen Operationsschaltung bei Benutzung eines vollständigen linearen Modells Gl. (2.1) zu unlösbaren transzendenten Gleichungen führt, greifen wir zu einer angemessenen Vereinfachung: Wir betrachten die Eingangsgrößen u_d, i^- und i^+ des Operationsverstärkers auch hierbei als unabhängig von der Signalaussteuerung und gleich dem Offset E_{os}, I_b^- und I_b^+, s. Gl. (11.11). Nach Gl. (11.10) ist diese Substitution einer Idealisierung des Operationsverstärkers mit unendlichen multiplikativen Parametern A_0, X_0, R_{cm}^- und R_{cm}^+

äquivalent. Obwohl die gleiche Voraussetzung auch bei der vereinfachten Analyse einer linearen Operationsschaltung notwendig war, war sie dort weniger kritisch, weil das Offset der linearen Schaltung ohne Signalaussteuerung untersucht wurde.

Bild 11.22a zeigt einen einfachen logarithmischen Verstärker. Der Kollektorstrom des logarithmierenden Transistors

$$I_C = \frac{u_s - E_{os} - I_{os}R}{R}$$

wird in eine Ausgangsspannung entsprechend der Beziehung

$$u_a = -U_T \ln \frac{u_s - E_{os} - I_{os}R}{RI_S}$$

umgesetzt (s. Gl. (6.7)), die zu

$$u_a = -U_T \ln \frac{u_s}{RI_S} - U_T \ln \left(1 - \frac{E_{os} + I_{os}R}{u_s}\right)$$

modifiziert werden kann. Der erste Term auf der rechten Seite ist die Signalkomponente, der zweite ist die Ausgangsfehlerspannung

$$E_{osa} = -U_T \ln \left(1 - \frac{E_{os} + I_{os}R}{u_s}\right) \approx U_T \frac{E_{os} + I_{os}R}{u_s}. \tag{11.72}$$

Die Näherungsgleichung gilt für große u_s.

Die Größe der Ausgangsfehlerspannung ist nicht fest, sondern sie hängt vom augenblicklichen Wert der Eingangssignalspannung u_s ab. Wie gesagt, macht sich die Nichtlinearität der Operationsschaltung auf diese Weise bemerkbar.

Die Abweichung vom normalen logarithmischen Verlauf *(Fehler der logarithmischen Übereinstimmung)* kann auch auf den Eingang bezogen werden. Wir stellen uns vor, die Ausgangsspannung u_a werde durch die gleichzeitige Wirkung von Eingangssignalspannung u_s und Eingangsfehlerspannung E_{ose} der idealen Operationsschaltung verursacht. Offensichtlich ist

$$-E_{ose} = E_{os} + I_{os}R. \tag{11.73}$$

Die Kombination von Gl. (11.73) und Gl. (11.72) ergibt

$$E_{osa} \approx -U_T \frac{E_{ose}}{u_s}. \tag{11.74}$$

Der absolute Ausgangsfehler der logarithmischen Übereinstimmung E_{osa} steigt mit sinkender Eingangsspannung u_s. Ein relativer Eingangsfehler E_{ose}/u_s verursacht eine absolute Ausgangsverschiebung E_{osa}. Für jedes Prozent Eingangsfehler verschiebt sich der Ausgang des logarithmischen Verstärkers um 250 μV (bei einer angenommenen natürlichen Normierung der Ausgangsspannung im Maßstab $U_T \ln 10 \approx 60$ mV je Dekade u_s).

Für eine zahlenmäßige Abschätzung der Genauigkeit nehmen wir $R = 10\ \text{k}\Omega$ an. Die Wahl eines bipolaren Universalverstärkers führt zu einem Eingangsoffset E_{ose} von ungefähr 100 μV bei einer symmetrierten Operationsschaltung (Bild 11.22a) und 1 mV bei einer nichtsymmetrierten Schaltung. Daher ist der Eingangssignalbereich des logarithmischen Verstärkers für einen relativen Eingangsfehler von 1% auf 2 bis 3 Dekaden, d.h. 10 V bis 100 mV oder 10 mV, begrenzt. Das liegt wenigstens 4 Dekaden unter der

Möglichkeit des logarithmierenden Transistors selbst. Aber auch die Anwendung eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang ist nicht ohne Probleme. Durch die Unterdrükkung der Stromkomponente $I_{os}R$ tritt die Spannungskomponente E_{os}, die schwer unter 10 µV zu bringen ist, in den Vordergrund. Der dynamische Bereich des *logarithmischen Verstärkers mit Spannungseingang* wird auf diese Weise vergleichsweise gering – auf 4 Dekaden-erhöht.

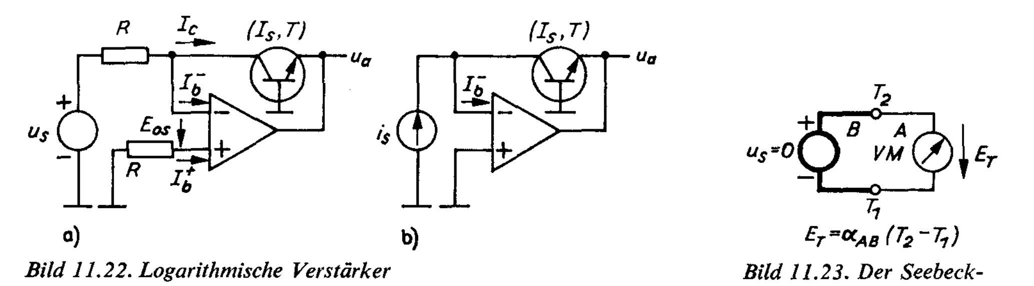


Bild 11.22. Logarithmische Verstärker
a) Spannungsverstärker; b) Stromverstärker

Bild 11.23. Der Seebeck-Effekt

Völlig andere Zahlenwerte charakterisieren den *logarithmischen Verstärker mit Stromeingang* (Bild 11.22b). Der Eingangsfehlerstrom

$$I_{ose} = -I_b^- \tag{11.75}$$

wird nur durch den Eingangsbiasstrom des Operationsverstärkers bestimmt. Bei $I_b^- = 1$ pA arbeitet der logarithmische Verstärker mit einem relativen Eingangsfehler von 1% über einen Bereich von 100 pA bis 1 mA, d.h. über einen dynamischen Bereich von 7 Dekaden.

Das Offset des Operationsverstärkers ist natürlich nur eine der möglichen Fehlerursachen eines logarithmischen Verstärkers [50].

Formeln zur Berechnung des Ausgangs- und Eingangsoffsets ausgewählter Operationsschaltungen sind für einen schnellen Gebrauch in Tafel VII (nichtsymmetrierte Operationsschaltungen) und Tafel VIII des Tafelanhanges (symmetrierte Operationsschaltungen) zusammengefaßt.

11.3. Offset infolge des Rückkopplungsnetzwerkes

Das Offset eines Billig-Operationsverstärkers ist die dominierende Ursache für das Offset einer Operationsschaltung.

Das ist jedoch nur die eine Seite, und dazu noch die angenehmere, da die Verantwortlichkeit dafür dem Hersteller des Operationsverstärkers zugeschrieben werden kann. Die letzte Verantwortung für die Operationsschaltung hat jedoch deren Entwickler, der Anwender des Operationsverstärkers, der die Schaltungskonfiguration entwickelt, den Verstärker und die Rückkopplungselemente wählt und die gedruckte Schaltung entwirft. Was bei alltäglichen Anwendungen Routine ist, wird bei anspruchsvollen zur Kunst. Ungeeignete und ungeeignet angeordnete Rückkopplungselemente können selbst einen guten Verstärker wertlos machen.

Die Unvollkommenheiten des Rückkopplungsnetzwerkes bezüglich des Offsets der Operationsschaltung offenbaren sich auf dreierlei Weise:

- durch thermoelektrische Spannungen,
- durch Spannungsabfälle in Erdschleifen und
- durch Leckströme.

Wir werden diesem Problem drei Abschnitte widmen, aber wir bemerken im voraus, daß die Bedeutung dieser zusammengefaßten Hinweise nicht überschätzt werden sollte und diese bei alltäglichen Anwendungen unberücksichtigt bleiben können. Es genügt, sie zu beachten, wenn Schwierigkeiten auftreten.

11.3.1. Thermoelektrische Spannungen

Thermoelektrische Spannungen [76] [100] [101] rühren von verschiedenen zwischenmetallischen oder anderen Verbindungen her, die unterschiedlichen örtlichen Temperaturen ausgesetzt sind (Bild 11.23). Eine Quelle mit der Spannung u_s, die ausschließlich aus dem Metall B besteht, wird mit einem Voltmeter aus dem Metall A verbunden. Unter der Einwirkung der Umgebung werden sich die beiden Verbindungen auf unterschiedliche Temperaturen T_1, T_2 einstellen. Sogar ohne Signal, $u_s = 0$, zeigt das Voltmeter einen Ausschlag, die *thermoelektrische Spannung*

$$E_T = \alpha_{AB}(T_2 - T_1). \tag{11.76}$$

Die Materialkonstante α_{AB} in der linearisierten Gl. (11.76) hängt von der konkreten Kombination der Metalle A, B ab (Tafel 11.1). Eine Verbindung zweier identischer Metalle entspricht $\alpha_{AA} = 0$.

Tafel 11.1. Thermospannungen einiger Materialien in bezug auf Kupfer [100] [76].
Die Legierung Cd/Sn mit einem Verhältnis 70%/30% ist ein Lot mit niedriger Thermospannung (Niedertemperaturlot), Pb/Sn ist das gewöhnliche Zinnlot, und Cu – CuO steht für eine oxydierte Kupferklemme

Materialien $A - B$	Thermoelektrische Konstante α_{AB} in µV/°C	Materialien $A - B$	Thermoelektrische Konstante α_{AB} in µV/°C
Cu – Cu	< 0,2	Cu – Pb/Sn	1 bis 3
Cu – Ag	0,3	Cu – Si	400
Cu – Au	0,3	Cu – Kovar	40
Cu – Cd/Sn	0,3	Cu – CuO	1000

Wie aus Gl. (11.76) folgt, gibt es zwei Methoden zur Unterdrückung unerwünschter thermoelektrischer Spannungen:

- Verwendung eines einzigen Metalls oder
- vollständiger Temperaturausgleich.

Die erste Methode ist bei einer Operationsschaltung, die verschiedenartige elektronische Bauelemente enthält (Bild 11.24), nicht anwendbar. Unbeabsichtigte Thermoelemente entstehen in Widerständen, Schaltern und Leitern des Rückkopplungsnetzwerkes allein sowie in Verbindung mit Konvaranschlüssen des Operationsverstärkers, an Eingangsklemmen und in Signalleitungen.

Nicht einmal die zweite Methode ist in einem System, in dem Wärme erzeugt wird, leicht realisierbar. Es sind ausgeklügelte Methoden zur Unterdrückung der unerwünschten thermoelektrischen Spannungen notwendig. Das wird am Beispiel der Verstärkung der Thermospannung durch einen nichtinvertierenden Verstärker erklärt (Bild 11.25).

Die thermoelektrischen Verbindungen des Verstärkerausganges und der Erde haben keine Wirkung: Erstere wird durch die große Gleichspannungsverstärkung und letztere

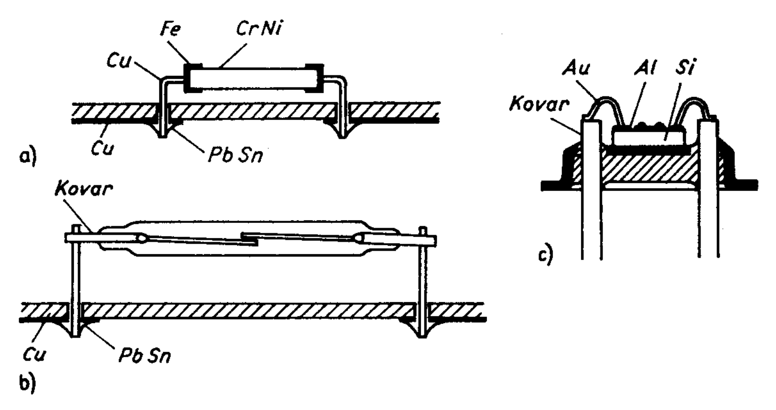


Bild 11.24. Unerwünschte thermoelektrische Verbindungen von Rückkopplungsbauelementen

a) Ein Nickel-Chrom-Widerstand mit Eisenkappen und angeschweißten verzinnten Kupferdrähten, mit Zinnlot auf eine gedruckte Kupferleiterkarte gelötet, verkörpert wenigstens acht ungleichartige Verbindungen. Es lohnt sich, einen derartigen Widerstand an ein Digitalvoltmeter anzuschließen und ein Ende kurz mit warmen Fingern zu drücken; b) Das Reed-Relais enthält zwei Kovar-Kupfer-Verbindungen mit einer Empfindlichkeit von 40 μV/°C; c) Das Schalten von Mikrovoltsignalen mit einem FET-Schalter setzt den Ausgleich von Temperaturdifferenzen auf dem Siliziumchip unter 0,001 °C voraus

durch die große Gleichspannungs-Gleichtaktunterdrückung des Operationsverstärkers neutralisiert.

Die Eingangsoffsetspannung findet man durch Überlagerung der thermoelektrischen Spannungen, die in den Widerständen selbst entstehen (sie sind mit E_T markiert), und jenen, die mit den ungleichartigen Verbindungen verknüpft sind (sie sind durch die Ringe $T_1 \dots T_6$ markiert), in der Form

$$E_{ose} = \alpha_{CA}(T_2 - T_1) - \alpha_{BA}(T_4 - T_3) + E_{T1} - E_{T3} + \frac{1}{G_I}[\alpha_{FA}(T_6 - T_5) - E_{T1} - E_{T2}]. \qquad (11.77)$$

Folgende praktische Schlußfolgerungen können aus Gl. (11.77) gezogen werden:

1. Die Verstärkung $G_I = (R_2/R_1) + 1$ sollte so groß sein, wie es der Ausgangsbereich des Operationsverstärkers erlaubt. Ein Wert von 100 ist gut, ein Wert von 1000 ist besser. Die große Verstärkung unterdrückt nicht nur die auf der Ausgangsseite entstehenden thermoelektrischen Spannungen (E_{T2}, α_{FA}), sondern auch das Offset der nachfolgenden Apparatur (aktive Filter, Bandschreiber, Voltmeter).
2. Die Temperaturdifferenzen im Eingangsteil der Operationsschaltung sollten so niedrig wie möglich sein. Die Wirkung von äußerer Wärmestrahlung und freier Luftzirkulation wird durch eine Metallkappe verhindert. Die Wärmeübertragung über die Signal- und Versorgungsleitungen wird durch Reduzierung ihrer Querschnitte und durch thermischen Kurzschluß zum Rahmen (massive, durch Keramik oder Glimmer isolierte Eingangsanschlüsse) vermindert. Die innerhalb der Kappe erzeugte Wärme sollte niedrig sein; auch der Leistungsverbrauch des Operationsverstärkers ist ein wichtiger Parameter. Ein Leistungstreiber sollte am besten außerhalb des Gehäuses liegen.
3. Die Temperaturdifferenzen lassen sich nicht vollständig eliminieren, aber sie können so gerichtet werden, daß sie unschädlich werden. Die Operationsschaltung wird symmetrisch entworfen (dies ist ein weiterer Grund für den Symmetrierwiderstand R_3), und die Symmetrie findet sowohl schaltungstechnisch als auch in der Topologie ihren

Ausdruck, wie im Bild 11.25 gezeigt. Die kritischen gepaarten Komponenten werden symmetrisch zu einer gewählten thermischen Symmetrieachse angeordnet. Das vorhandene Temperaturfeld trifft die empfindlichen gepaarten Komponenten in gleichem Maße, und deren thermoelektrische Spannungen heben sich in Gl. (11.77) auf. Natürlich ist das ein Ideal, das nur angenähert werden kann. Dazu kann eine ungeätzte Kupferfläche auf der Oberseite der Platine, die als thermischer Kurzschluß wirkt, behilflich sein.

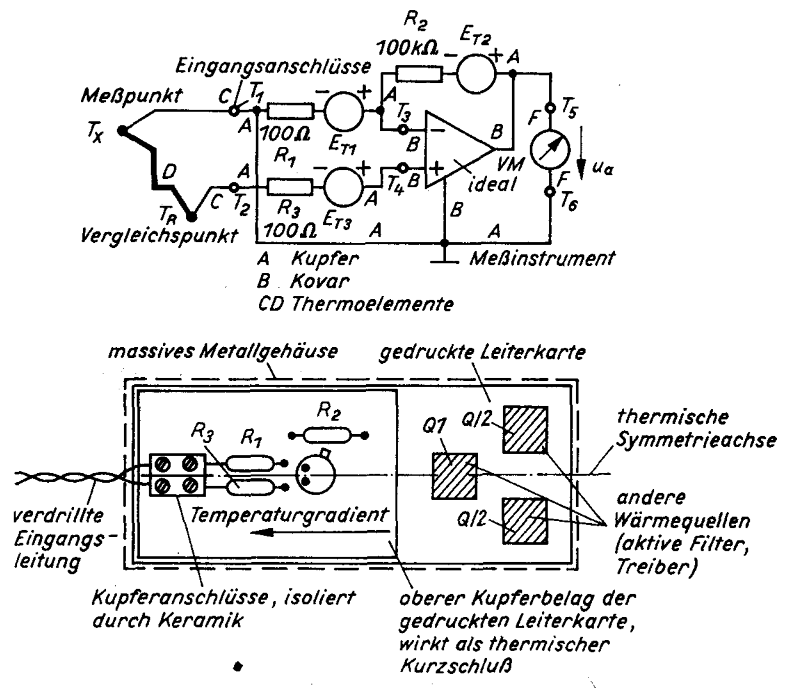


Bild 11.25. Schaltungstechnischer und topologischer Entwurf einer Operationsschaltung unter Berücksichtigung unerwünschter thermoelektrischer Spannungen

4. Die kritischen Widerstände sollten nicht nur nach ihrer Genauigkeit und Stabilität, sondern auch nach ihren internen thermoelektrischen Spannungen ausgewählt werden.
5. Die Verwendung von Niedertemperaturlot (das ist ein Lot mit niedriger Thermospannung, Tafel 11.1) zum Löten der Kovaranschlüsse eines Operationsverstärkers bringt kaum einen entsprechenden Gewinn.

Ortung und Unterdrückung thermoelektrischer Spannungen in einem fertigen Gerät erfordern große Mühe, Geduld und Erfahrung. Nach einem Eingriff mit dem heißen Lötkolben muß man bis zu einer Stunde warten, ehe das thermische Gleichgewicht wiederhergestellt ist.

11.3.2. **Spannungsabfälle** [45, S. 466] [52, S. 127] [102, Abschn. 10] [103]

Erde ist nicht gleichbedeutend mit Null Volt. Ein halber Meter Kupferdraht von 0,5 mm Durchmesser hat einen Widerstand von 45 mΩ; ein Strom von 5 mA verursacht einen Spannungsabfall von 225 μV über ihm. Auf der Ausgangsseite spielt dieser Spannungs-

abfall gewöhnlich keine Rolle. Auf der Eingangsseite sind dreierlei Schwierigkeiten zu erwarten:

- ein zusätzliches Offset, wenn der störende Spannungsabfall konstant ist,
- ein zusätzliches Rauschen, wenn er sich durch äußere Einflüsse ändert, und
- ein zusätzlicher Verstärkungsfehler, wenn er proportional zum Eingangssignal ist.

Die Bilder 11.26 und 11.27 zeigen zwei anschauliche Beispiele.

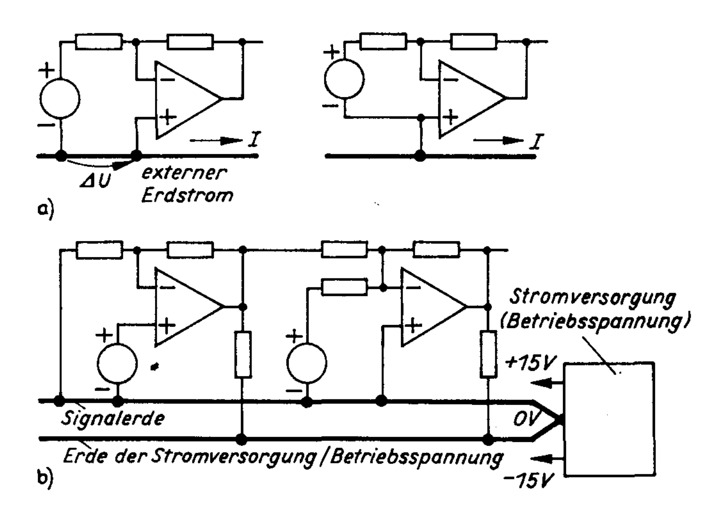


Bild 11.26
Störender Spannungsabfall infolge eines großen Stromes über die gemeinsame Erdleitung
a) er wird leicht durch eine andere Erdung der Signalquelle beseitigt;
b) in ausgedehnten Schaltungen ist es ratsam, die Signalerde von der Leistungserde zu trennen

11.3.3. Leckströme [109] [76, S. 15] [74/75] [104]

Schwierigkeiten einer völlig anderen Art entstehen bei Vergrößerung der Stromempfindlichkeit der Operationsschaltung. Die Leckströme, die über die Oberfläche einer gedruckten Leiterkarte zwischen den Anschlüssen eines Operationsverstärkers, über den Glaskolben von Hochohmwiderständen, über die Oberfläche von Kondensatoren und über das Gehäuse von Schaltern, Relais und Fassungen kriechen, können leicht den Eingangsbiasstrom eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang übersteigen. Ein Leckwiderstand von $10^{12}\ \Omega$ zwischen der Betriebsspannung und Eingang, normalerweise ein Isolator, verursacht einen Leckeingangsstrom von 15 pA. Das ist eine Größenordnung über dem Eingangsstrom eines gewöhnlichen Operationsverstärkers mit FET-Eingang und drei bis vier Größenordnungen über dem Eingangsstrom eines Varactor-Brückenverstärkers oder eines Operationsverstärkers mit MOSFET-Eingang.

Aber nicht allein das, auch die Leckströme sind von Natur aus instabil, weil sie sowohl durch Elektronen als auch durch langsame Ionen getragen werden. Jede Veränderung im elektrostatischen Feld (nach Einschalten, nach Gleichtakteingangsaussteuerung und

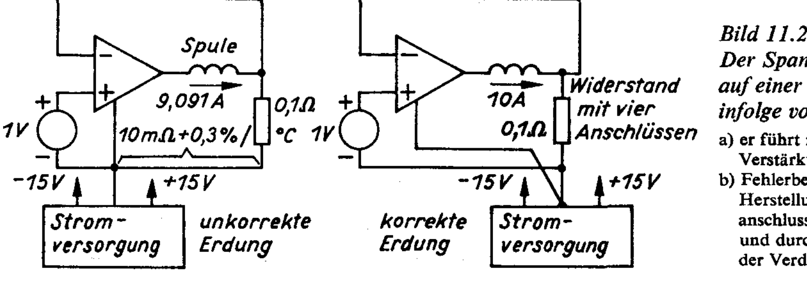


Bild 11.27
Der Spannungsabfall auf einer Erdleitung infolge von Laststrom
a) er führt zu einem äquivalenten Verstärkungsfehler
b) Fehlerbeseitigung durch Herstellung eines Spannungsanschlusses am Meßwiderstand und durch Neuordnung der Verdrahtung

nach Ausgangsaussteuerung) führt zu einer Neuverteilung von Ionen, begleitet durch lange, bis zu mehreren Stunden lange Transienten der Ladungsverlagerung.

Das Transportmedium ist eine Elektrolytschicht auf der Oberfläche von Bauelementen, die von Fingerabdrücken, kondensiertem Dampf und Kollophoniumrückständen herrühren und durch adsorbierte Feuchtigkeit oder Betauen leitfähig gemacht wird. Adsorbiertes oder sogar absorbiertes Wasser ist das größte Übel.

Den Schwierigkeiten mit dem Oberflächenleck kann auf zwei Wegen vorgebeugt werden: Bauelemente und Konstruktionsteile, die nicht in einer aktiven Weise geschützt werden können (s. zweite Methode), sollten sauber und trocken sein. Das bezieht sich auf Schalter, Hochohmwiderstände, Reedrelais und Kondensatoren. Das beste ist, Bauteile von einem *bekannten* Hersteller zu kaufen, nichts mit blanken Fingern zu berühren und anzuhauchen und die Bauelemente in die Schaltung einzulöten. Die Hochohmwiderstände im Glasrohr werden in der Regel mit einem wasserabweisenden Silikonlack behandelt und sind nicht so empfindlich. Ist eine Reinigung während des Betriebes unumgänglich, dann ist es ratsam, die Bauelemente mit einem in reinen Methylalkohol getauchten Baumwolläppchen abzuwischen und mehrere Stunden trocknen zu lassen.

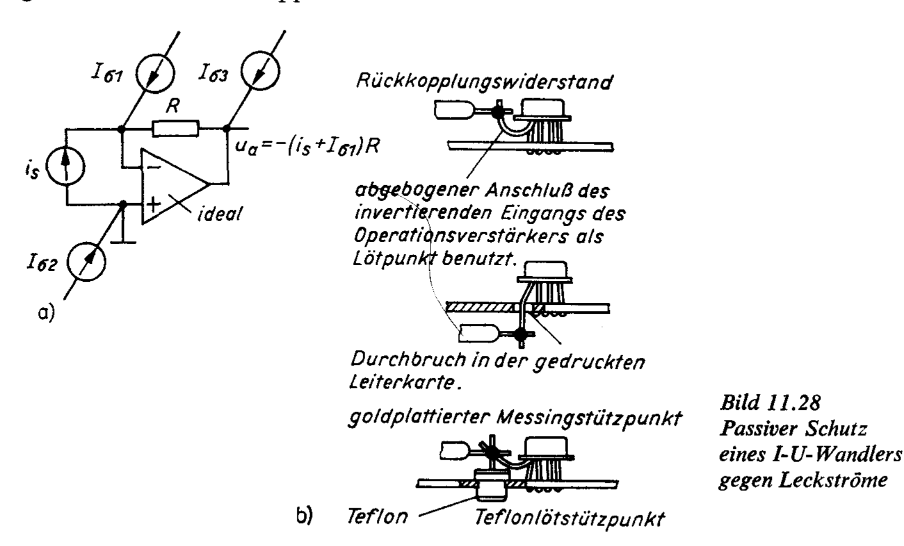


Bild 11.28
Passiver Schutz eines I-U-Wandlers gegen Leckströme

Die zweite Methode wird anhand eines Beispiels erklärt. Im Bild 11.28a fließen die externen Leckströme $I_{\sigma 1}$, $I_{\sigma 2}$, $I_{\sigma 3}$ in die Operationsschaltung eines *I-U*-Wandlers. Nur der erste Strom ist schädlich, weil er wie ein unechter Eingangsbiasstrom des Operationsverstärkers erscheint. Am häufigsten führt dessen Weg über die Oberfläche der gedruckten Leiterkarte. Ein einfacher Eingriff, der diesen Weg unterbricht, besteht in der Anordnung des kritischen Eingangsknotens auf einem guten Isolator.

Der beste Isolator ist Vakuum, und eine praktische Alternative dazu ist Luft. Eine erste Möglichkeit besteht darin, den Eingangsanschluß des Operationsverstärkers über der Leiterkarte abzubiegen und ihn als Lötstützpunkt sowohl für den Rückkopplungswiderstand als auch für die Eingangssignalleitung zu verwenden. Oder es wird eine größere Öffnung in die Leiterkarte gebohrt, durch die der kritische Eingangsanschluß ohne Berührung geführt wird, und die Bauelemente werden von der anderen Seite gelötet.

Diese Methode ist schwerlich mit den Forderungen einer Massenproduktion vereinbar. Eine bessere Möglichkeit besteht darin, einen *Teflonlötstützpunkt* in die gedruckte Leiterkarte zu pressen (Bild 11.28b).

Die im Bild 11.28 gezeigten Methoden basieren auf einem passiven Verfahren. Eleganter ist die zweite Methode, die Anwendung eines Schutzringes. Ein spezieller Fall liegt vor, wenn der Schutzring die Erde ist, was anhand von Bild 11.29 erklärt wird.

Der kritische Punkt auf der Leiterkarte, in dem alle drei Anschlüsse verbunden sind, wird auf beiden Seiten der Karte von einem geerdeten Ring aus nichtgeätzter Kupferfolie umgeben. Die zum kritischen internen Punkt fließenden Oberflächenleckströme werden vom Ring abgefangen und nach Erde abgeleitet. Die Isolation zwischen dem internen Punkt und dem Ring wird nur durch eine kleine Spannung belastet, die gleich der Eingangs-Offsetspannung E_{os} des Operationsverstärkers ist. Selbst wenn die Oberfläche in einem schlechten Zustand ist, bleibt der entstehende Strom klein: Einem schlechten Oberflächenwiderstand von 1 GΩ und einer Offsetspannung von 100 μV entspricht ein Leckstrom von nur 0,1 pA.

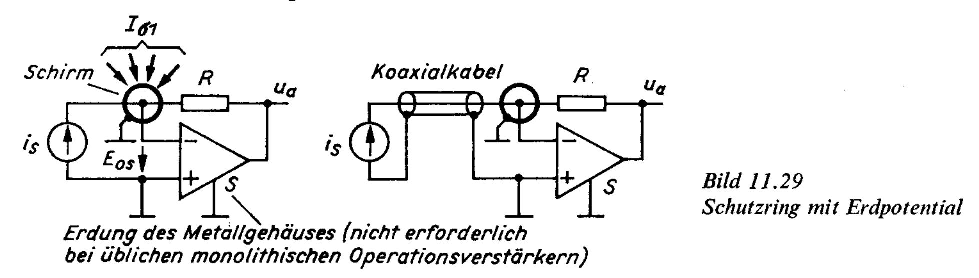


Bild 11.29
Schutzring mit Erdpotential

Aus ähnlichem Grunde wird auch die Metallkappe eines Operationsverstärkers geerdet, vorausgesetzt, es ist ein passender Anschluß vorhanden. Die geerdete Abschirmlitze eines Signalkoaxialkabels erfüllt ebenfalls eine ähnliche Schutzfunktion.

Der Oberflächenschutzring beseitigt nicht die internen Volumenleckströme der glasfaserverstärkten Plaste. Wenn es darauf ankommt, kombiniert man den Schutzring mit einem Teflon- oder Glasstützpunkt.

Bild 11.30 zeigt eine Ausführung des Schutzringprinzips für andere Fälle. Der Spannungsfolger (*a*) ist mit einer hochohmigen Spannungsquelle verbunden. Die Abschirmlitze des Koaxialkabels, die Kappe des Operationsverstärkers und der Eingangsschutzring des nichtinvertierenden Eingangs sind alle mit dem Ausgang verbunden. Der nichtinvertierende Eingang und der Mittelleiter des Eingangskabels sind unabhängig von der Signalaussteuerung mit einem elektrostatischen Null-Feld umgeben. Der Isolationswiderstand des Kabeldielektrikums (Polyethylen) ist unkritisch, weil nur die geringe Eingangsoffsetspannung des Operationsverstärkers über ihm liegt. Eingangswiderstand und Eingangskapazität der gesamten Anordnung nähern sich den extremen Werten R_{cm}^{+} und C_{cm}^{+}. Die durch die Eingangssignaländerung verursachten Oberflächenionenströme werden über den niederohmigen Ausgang abgeleitet.

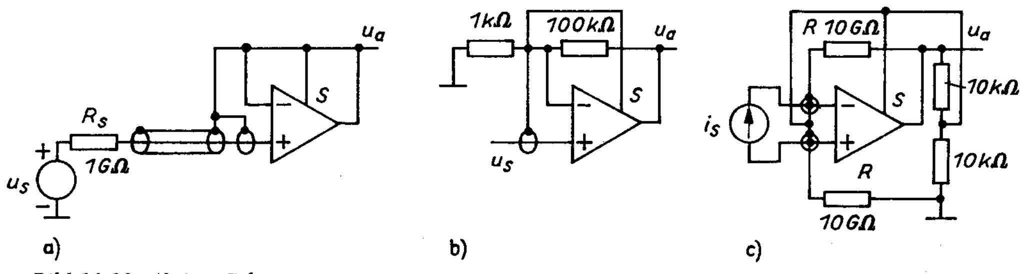


Bild 11.30. Aktiver Schutzring
Das Potential wird mitgeführt

Beim nichtinvertierenden Verstärker (*b*) ist der Schutzring mit dem Mittelpunkt des niederohmigen Rückkopplungsspannungsteilers verbunden. Im symmetrischen *I-U*-Wandler (*c*) wird das Potential beider Eingänge durch einen niederohmigen, vom Ausgang nach Masse geschalteten Spannungsteiler 10 kΩ/10 kΩ restauriert.

11.4. Offsetabgleich der Operationsschaltung [6] [47, S. 76] [105] bis [107]

Das Prinzip des Ausgangsoffsetabgleichs ist einfach: Eine einstellbare Quelle wird an einen geeigneten Punkt in der Operationsschaltung angeschlossen und der Ausgang auf Null gebracht. Soll solch ein Eingriff die Betriebseigenschaften der Operationsschaltung nicht beeinflussen (Wechselwirkung zwischen Offsetabgleich und Verstärkung oder Gleichtaktunterdrückung und Wechselwirkung zwischen Offsetabgleich und Temperaturdrift), sind bestimmte Regeln zu befolgen. Wir stellen sie an zwei Beispielen für unkorrekte Verfahrensweise vor.

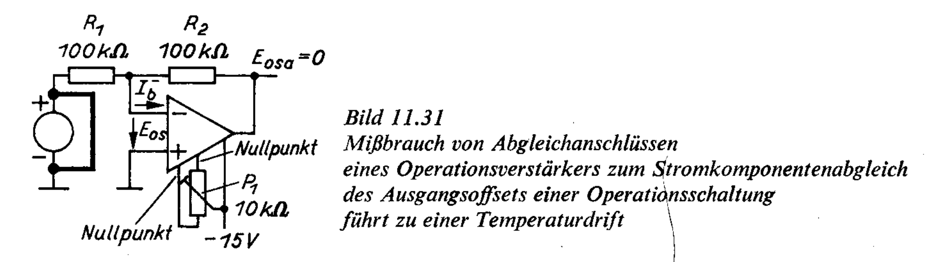


Bild 11.31
Mißbrauch von Abgleichanschlüssen eines Operationsverstärkers zum Stromkomponentenabgleich des Ausgangsoffsets einer Operationsschaltung führt zu einer Temperaturdrift

Der Spannungsinverter im Bild 11.31 wird an den zugehörigen Anschlüssen des Operationsverstärkers auf Null abgeglichen. Die Ausgangsoffsetspannung wird Null, wenn gilt:

$$E_{os} = -I_b^- \,(R_1 \| R_2), \tag{11.78}$$

s. Gl. (11.12). Bei einem bipolaren Universalverstärker ($I_b^- = 100$ nA) ist mit den angegebenen Widerstandswerten eine außergewöhnlich hohe Offsetspannung $E_{os} = -5$ mV notwendig, um Gl. (11.78) zu erfüllen. Der Operationsverstärker wird außerhalb seines optimalen Arbeitspunktes $E_{os} = 0$ eingestellt, und seine Temperaturdrift steigt auf 17 µV/°C an, s. Gl. (3.13). Das ist eine Konsequenz, die sich daraus ergibt, daß die für den Abgleich des Eingangsoffsets des Operationsverstärkers vorgesehenen Anschlüsse zur Kompensation der Stromkomponente des Ausgangsoffsets der Operationsschaltung mißbraucht werden.

Eine entgegengesetzte Situation zeigt Bild 11.32. Der Rampengenerator, der als ein gesteuerter Integrierer realisiert ist (Steuerschaltung nicht gezeigt), wird durch einen externen Strom I abgeglichen, der über einen großen Widerstand R in den Summierpunkt eingespeist wird. Der zeitliche Trend der Ausgangsspannung wird Null bei

$$I = I_b^- + \frac{E_{os}}{R_1}. \tag{11.79}$$

Für $I_b^- = 100$ nA, $E_{os} = 2$ mV und $R_1 = 10$ kΩ ist $I = 300$ nA. Das Umschalten des Rampengenerators auf einen 10mal langsameren Lauf ($R_1 = 100$ kΩ) würde auch eine Veränderung des Kompensationsstromes auf $I = 120$ nA erfordern. Das ist nicht durchführbar und ergibt sich aus dem Ersatz des Spannungabgleichs ($E_{os} \to 0$) durch einen Stromabgleich.

Diese zwei Beispiele weisen auf eine klare Schlußfolgerung hin. Die zwei unabhängigen Fehlerquellen E_{os}, I_b^- sollten in einem Verfahren mit zwei Freiheitsgraden abgeglichen werden (Bild 11.33).

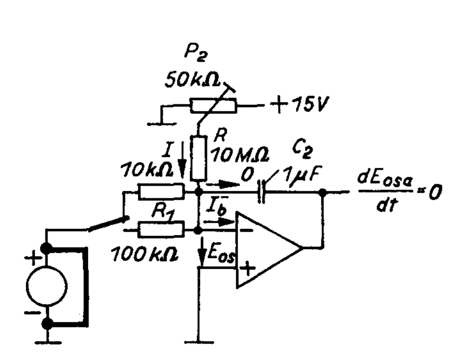


Bild 11.32. Mit $E_{os} \neq 0$ hängt der Offsetabgleich eines Rampengenerators von dem gewählten Bereich (vom Widerstand R_1) ab

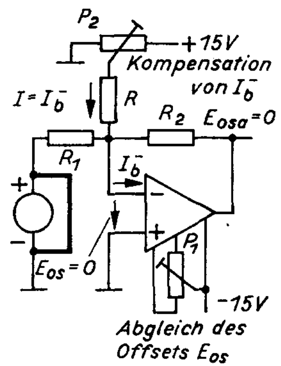


Bild 11.33. Der Offsetabgleich eines Inverters erfordert im allgemeinen zwei Freiheitsgrade (zwei unabhängige Abgleichmöglichkeiten)

Ein erprobtes Verfahren ist das folgende: im ersten Schritt wird $E_{os} = 0$ eingestellt, entweder durch direktes Messen zwischen den Eingängen des Operationsverstärkers[1]) oder durch Messen am Ausgang bei einer Verstärkung, die auf mindestens 1000 erhöht wurde, vorausgesetzt, die Schaltung erlaubt dies. Im zweiten Schritt wird der Ausgang durch Einstellen von $I = I_b^-$ bei abgetrenntem Widerstand R_1 auf Null gestellt.

Es existieren weitere Methoden, von denen wir einige vorstellen.

11.4.1. Abgleich der Spannungskomponente des Offsets

Die Nutzung der dafür vorgesehenen Anschlüsse des Operationsverstärkers ist die gebräuchlichste Methode zum Abgleich der Eingangsoffsetspannung E_{os}. Die konkrete Schaltung für das Abgleichnetzwerk wird vom Hersteller angegeben.

Besitzt der Operationsverstärker keine Abgleichanschlüsse oder führt der Abgleich zu Nebeneffekten (Wechselwirkung zwischen Offset und Temperaturdrift), wird eines der im Bild 11.34 aufgezählten Verfahren angewendet. Der Abgleich eines Spannungsinverters (*a*) ist ohne Nebeneffekte. Der Abgleich eines nichtinvertierenden Verstärkers beeinflußt leicht dessen Verstärkung bezüglich des Nennwertes $(R_2/R_1) + 1$: im Falle (*b*) ist sie niedriger, im Fall (*c*) ist sie höher. Mit dem Potentiometer im Fall (*d*) wird die Übertragungscharakteristik des Spannungsfolgers auf Kosten eines leichten Verstärkungsanstiegs auf $1 + 0{,}1\ \text{k}\Omega/470\ \text{k}\Omega = 1{,}0002$ nach dem Ursprung verschoben. Bei einem Differenzverstärker (*e*) wird die Verstärkung der Eingangsspannung u_2 beeinflußt, d.h., die Gleichtaktunterdrückung wird reduziert; Abhilfe bietet das Einschalten eines 10-Ω-Widerstandes in den oberen Zweig. Der gleichzeitige Offsetabgleich von zwei Operationsverstärkern eines zusammengesetzten Differenzvorverstärkers ist in (*f*) dargestellt.

11.4.2. Abgleich der Stromkomponente des Offsets

Im Bild 11.35 sind die angewendeten Verfahren zusammengestellt. Eine einfache Kompensation des Eingangsbiasstromes hat den Nachteil der Temperaturinstabilität (*a*). Die

[1]) Es wird empfohlen, den Ausgang mit einem Oszilloskop zu beobachten, weil die Eingangskapazität des Voltmeters Schwingen verursachen kann. Falls das eintritt, ist das Voltmeter mit einem Widerstand von 10 kΩ zu isolieren.

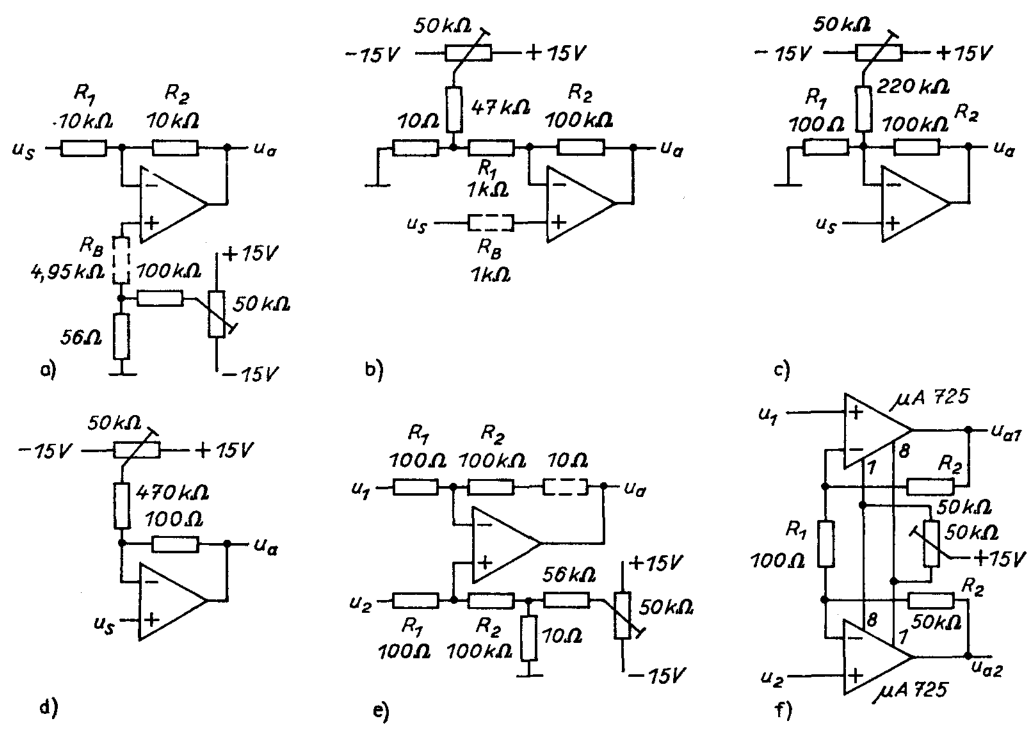


Bild 11.34. Abgleich der Spannungskomponente des Offsets einer Operationsschaltung

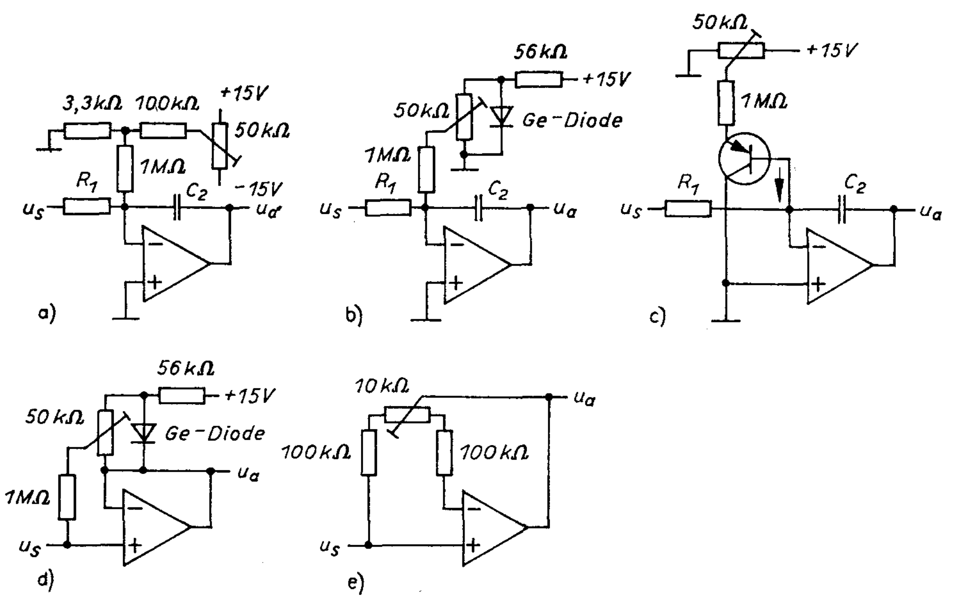


Bild 11.35. Abgleich der Stromkomponente des Offsets einer Operationsschaltung

Kompensation der Eingangsströme eines Bipolaroperationsverstärkers erfordert einen Temperaturabfall des Kompensationsstromes mit einer relativen Steilheit von etwa 1 %/°C. Dies kann durch Ableitung des Kompensationsstromes aus der Spannung einer Germaniumdiode erreicht werden (*b*)[1]. Als Alternative dazu kann der Basisstrom eines pnp-Transistors für Kompensationszwecke benutzt werden (*c*). Der Eingangsstrom des Spannungsfolgers wird nach (*d*), (*e*) abgeglichen.

Die Verfügbarkeit von billigen integrierten Operationsverstärkern mit FET-Eingang macht die Kompensation der Eingangsbiasströme eines Bipolaroperationsverstärkers uninteressant. Die Anzahl der dazu nötigen Bauelemente ergibt einen im Vergleich zum daraus entstehenden Nutzen zu großen Nachteil.

Aber auch in Zukunft wird die Widerstandssymmetrierung von Bipolaroperationsverstärkern mit einem einzigen festen Widerstand nach den Abschnitten 11.2.2. und 11.2.3. ihre Bedeutung behalten.

11.5. Zusammenfassung

1. Zur Berechnung des Ausgangsoffsets einer Operationsschaltung werden die Parameter E_{os}, I_b^-, I_b^+ auf den Eingang des Operationsverstärkers angewendet und die Ausgangsoffsetspannung E_{osa} oder der Strom I_{osa} nach dem Superpositionsprinzip bestimmt.
2. Die Eingangsoffsetspannung E_{ose} oder der Eingangsoffsetstrom I_{ose} werden mittels Division der Ausgangsoffsetgröße (E_{osa}, I_{osa}) durch die negative Verstärkung der Operationsschaltung $-G_I$ berechnet.
3. Die Rauschverstärkung G_n ist die Verstärkung der Offsetspannung E_{os} oder der Rauschspannung E_n vom Eingang des Operationsverstärkers zum Ausgang der Operationsschaltung. Bei einer Operationsschaltung mit Spannungsausgang stehen Rauschverstärkung G_n und Rückkopplungsfaktor β miteinander durch den Näherungsausdruck

$$G_n = \frac{1}{\beta}$$

   in Beziehung.
4. Die Rauschverstärkung G_n eines Spannungsinverters ist um 1 größer als seine Signalverstärkung $|G_I|$. Rauschverstärkung und Signalverstärkung eines nichtinvertierenden Verstärkers sind gleich.
5. Die Stromkomponente des Offsets einer Operationsschaltung wird durch Verkleinerung des Widerstandswertes des Rückkopplungsnetzwerkes oder durch Widerstandssymmetrierung reduziert.
6. Die Widerstandssymmetrierung einer Operationsschaltung besteht aus der Ergänzung mit einem Widerstand R_B in Reihe mit einem Eingang des Operationsverstärkers, so daß die an den Eingängen wirksamen Widerstände gleich groß werden. Der Symmetrierwiderstand eines Spannungsinverters mit Rückkopplungswiderständen R_1, R_2 hat die Größe $R_B = R_1 \| R_2$.
7. Die Widerstandssymmetrierung reduziert die Stromkomponente des Ausgangsoffsets um den Faktor $I_{os}/I_B = 1/10$ bis $1/100$.

[1]) Die Spannung einer Germaniumdiode sinkt mit steigender Temperatur mit einer relativen Steilheit von (2 mV/°C)/200 mV = 1 %/°C ab, während einer Siliziumdiode eine relative Steilheit von (2 mV/°C)/600 mV = 0,33 %/°C entspricht. Die Potentiometereinstellung hat keine Wirkung auf den relativen Temperaturabfall, sie bestimmt nur die Grundgröße des Kompensationsstromes.

8. Durch Erhöhung des Symmetrierwiderstandes eines Spannungsinverters auf $R_B = R_1$ wird die Stromkomponente seines Ausgangsoffsets unabhängig von R_2 (übersymmetrierter Inverter).
9. Eine Erhöhung der Anzahl der Eingänge eines Summierverstärkers hat eine Vergrößerung seiner Rauschverstärkung und eine Verkleinerung seines Signal-Offset-Verhältnisses zur Folge.
10. Das Widerstands-T-Netzwerk als Ersatz für einen Hochohmwiderstand erhöht die Rauschverstärkung. Es ist praktisch nur bei einem chopperstabilisierten Operationsverstärker anwendbar.
11. Der additive Fehler eines Spannungsfolgers, verursacht durch den Spannungsabfall des Eingangsbiasstromes I_b^+ über dem Innenwiderstand R_s der Signalquelle, dominiert gewöhnlich gegenüber dem multiplikativen Fehler infolge Belastung durch den Eingangswiderstand R_{cm}^+.
12. Der Symmetrierwiderstand eines Spannungsfolgers gleicht den innerhalb der Signalquelle entstehenden Spannungsabfall aus, aber er beseitigt nicht die Belastung durch den Eingangsstrom selbst.
13. Der additive Fehler einer nichtlinearen Operationsschaltung hängt von deren Signalaussteuerung ab.
14. In den Tafeln VII und VIII des Tafelanhanges sind die Formeln zur Offsetberechnung ausgewählter Verstärkerschaltungen zusammengefaßt.
15. Unerwünschte thermoelektrische Spannungen werden in einer Operationsschaltung durch symmetrischen schaltungstechnischen und topologischen Entwurf, durch Reduzierung der Verlustleistung und durch Umgeben der Schaltung mit einer Metallkappe unterdrückt.
16. Die Wirkung der Spannungsabfälle, die entlang der Erde entstehen, wird durch sternförmige Erdung an einem Punkt (Zentralerde), durch Trennung der Ein- und Ausgangsseiten, durch Bildung von Spannungs- und Stromanschlüssen und durch Führung separater Leitungen für Signal- und Betriebserde unterdrückt.
17. Unerwünschte Leckströme werden durch Säubern und Trocknen von Oberflächenleckwegen, durch Anordnung der kritischen Punkte auf Teflonstützpunkten und durch Anwendung der Schutzringtechnik beseitigt.
18. Der optimale Offsetabgleich einer Operationsschaltung erfordert zwei unabhängige Abgleichelemente (Abgleich der Spannungs- und Stromkomponente). Die Spannungskomponente wird im Operationsverstärker selbst oder im Rückkopplungsnetzwerk abgeglichen. Der Abgleich der Stromkomponente lohnt sich nicht. Ist die Widerstandssymmetrierung mit einem festen Widerstand nicht ausreichend, so ist es besser, einen Operationsverstärker mit FET-Eingang zu wählen.

12. Rauschen

Die momentanen Schwankungen der Ausgangsgröße einer Operationsschaltung können grafisch festgehalten, aber nicht mathematisch vorausgesagt werden. Die zufällige Natur des Rauschens erfordert eine integrale, statistische Betrachtung. Das Ausgangsrauschen einer Operationsschaltung ist durch seinen Effektivwert in einem bestimmten Frequenzband oder durch die Frequenzabhängigkeit seiner Spektraldichte charakterisiert.

Die Berechnung des Rauschens einer Operationsschaltung beruht auf den Rauschcharakteristika des Operationsverstärkers, des Rückkopplungsnetzwerkes und der Signalquelle. Die Berechnung des Rauschens ist der Berechnung des Offsets im wesentlichen ähnlich, das Verfahren aber ist unterschiedlich. Es beruht auf der Annahme der statistischen Unabhängigkeit äquivalenter Rauschgeneratoren, deren praktische Konsequenz die quadratische Addition von Effektivwerten einzelner Rauschkomponenten ist.

Die quadratische Addition von Effektivwerten ist jedoch nur ein formaler Ausdruck grundlegender Unterschiede.

Die Polarität äquivalenter Rauschquellen ist gegenstandslos. Es gibt keine Analogie zwischen der gegenseitigen Kompensation der Stromkomponenten des Ausgangsoffsets und des Ausgangsrauschens. Dies ist eine unangenehme Konsequenz der gegenseitigen Unabhängigkeit von Eingangsrauschströmen eines Operationsverstärkers. Die Widerstandssymmetrierung der Operationsschaltung, die ein wirksames Mittel bei der Unterdrückung der Stromkomponenten des Ausgangsoffsets ist, verbessert das Ausgangsrauschen nicht, sondern verschlechtert es eher. Das Einfügen eines Symmetrierwiderstandes führt immer zu einer Verschlechterung des Ausgangsrauschens einer Operationsschaltung, weil der Eingangsrauschstrom des Operationsverstärkers durch den Symmetrierwiderstand fließt und auch wegen des thermischen Rauschens des Symmetrierwiderstandes selbst.

Das Rauschen äquivalenter Rauschgeneratoren wird i. allg. in frequenzselektiver Art und Weise zum Ausgang der Operationsschaltung übertragen. Die Bestimmung des Ausgangsrauschstromes einer Operationsschaltung ist eine spezielle Aufgabe der Rauschfilterung.

12.1. Rauschfilterung

Wir nehmen ein Filter (Verstärker) mit einem Frequenzgang $F(\mathrm{j}f)$ an (Bild 12.1) und legen eine Rauschspannung u_{n1} an den Eingang und beobachten die Ausgangsrauschspannung u_{n2}.

Beim Durchgang des Rauschens durch das Filter wird dessen spektraler Inhalt in definierter Weise durch die Filterverstärkung verändert. Der Verlauf der Spektraldichte der

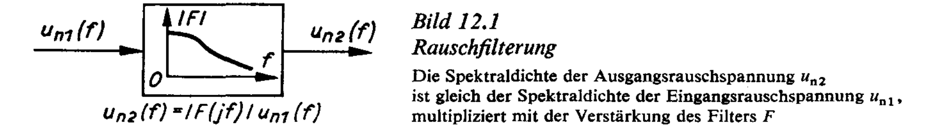


Bild 12.1
Rauschfilterung
Die Spektraldichte der Ausgangsrauschspannung u_{n2} ist gleich der Spektraldichte der Eingangsrauschspannung u_{n1}, multipliziert mit der Verstärkung des Filters F

Ausgangsrauschspannung $u_{n2}(f)$ wird durch die Verstärkung $|F(jf)|$ des Filters und durch den Verlauf der Spektraldichte der Eingangsrauschspannung $u_{n1}(f)$ bestimmt [111] [39]:

$$u_{n2}(f) = |F(jf)|\, u_{n1}(f). \tag{12.1}$$

Der Effektivwert U_{n2} der integralen Ausgangsrauschspannung, beobachtet in einem Frequenzband von f_1 bis f_2, ist entsprechend Gl.(2.5b)

$$U_{n2}^2 = \int_{f_1}^{f_2} |F(jf)|^2\, u_{n1}^2(f)\, df. \tag{12.2}$$

12.1.1. Rauschbandbreite

Die allgemeine Gl.(12.2) erlaubt zwei Sonderfälle: frequenzunabhängige Verstärkung und Filterung weißen Rauschens.

Der erste Fall ist einfach. Die Annahme einer konstanten Verstärkung

$$F(jf) = K$$

führt zu

$$U_{n2}^2 = K^2 \int_{f_1}^{f_2} u_{n1}^2\, df = K^2 U_{n1}^2,$$

oder

$$U_{n2} = K U_{n1}. \tag{12.3}$$

Der Effektivwert der Ausgangsrauschspannung U_{n2} ist gleich dem Effektivwert der Eingangsrauschspannung U_{n1}, beobachtet in demselben Frequenzband, aber erhöht (verringert) um die Filterverstärkung K.

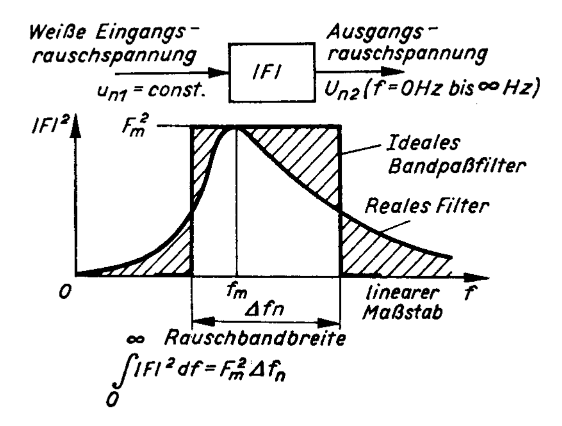


Bild 12.2
Definition der Rauschbandbreite bei der Filterung weißen Rauschens

Die integrale Rauschspannung, die das Filter im Frequenzbereich von 0 bis ∞ passiert (Quadratwurzel aus der Fläche unter der Kurve $|F(jf)|^2$), ist gleich der integralen Rauschspannung, die von einem gedachten idealen Bandpaßfilter mit der Bandbreite Δf_n (Quadratwurzel aus der Fläche $F_m^2\, \Delta f_n$) ausgeschnitten wird.
Lage des Bandes Δf_n auf der Frequenzachse ist nicht festgelegt; Die Verstärkung F_m wird den Umständen entsprechend gewählt

Der zweite Fall ist interessanter (Bild 12.2). An den Eingang wird ein weißes Rauschen (konstantes u_{n1} bei allen Frequenzen) gelegt und der Ausgang mit einem Voltmeter mit vernachlässigbaren Frequenzbegrenzungen ($f_1 = 0$, $f_2 = \infty$) beobachtet. Obwohl der Beobachtungsbereich auf die gesamte Frequenzachse ausgedehnt wurde, ist die Ausgangsrauschspannung eines realen Filters immer endlich:[1])

$$U_{n2}^2 = u_{n1}^2 \int_0^\infty |F(jf)|^2\, df.$$

[1]) Jedes reale Filter (Verstärker) ist frequenzbegrenzt. Für $f \to \infty$ geht $F(jf)$ mit mindestens $1/f$ gegen Null.

Analog kann die Ausgangsrauschspannung U_{n2} des Filters als Ausschnitt aus derselben weißen Eingangsrauschspannung gedacht werden, der durch einen idealen Bandpaß mit der konstanten Verstärkung F_m innerhalb eines bestimmten Frequenzbandes Δf_n und der Verstärkung Null außerhalb des Bandes erzeugt wird,

$$U_{n2}^2 = u_{n1}^2 F_m^2 \Delta f_n.$$

Ein Vergleich der beiden rechten Seiten führt zu

$$\Delta f_n = \frac{1}{F_m^2} \int_0^\infty |F(jf)|^2 \, df. \tag{12.4}$$

Das auf diese Weise definierte Frequenzband Δf wird die *Rauschbandbreite* eines gegebenen Filters genannt. In Beispielen wird gezeigt werden, daß diese sich von der *Signalbandbreite* Δf_s, die anders definiert ist, unterscheidet.

Wir halten fest:

1. Die Rauschbandbreite Δf_n ist nur in Verbindung mit der Filterung weißen Rauschens von Bedeutung.
2. Die Rauschbandbreite ist von der Wahl der Referenzverstärkung F_m abhängig. Diese wird in der Regel gleich der maximalen Verstärkung des betrachteten Filters gewählt.
3. Die Lage der Rauschbandbreite auf der Frequenzachse ist nicht festgelegt, weil das bei der Filterung weißen Rauschens unwichtig ist.

12.1.2. Einpoliges Tiefpaßfilter

Für den praktischen Gebrauch und als Vorbereitung zur Berechnung des Rauschens einer Operationsschaltung werden in einigen folgenden Abschnitten die Rauschcharakteristika ausgewählter Filter untersucht.

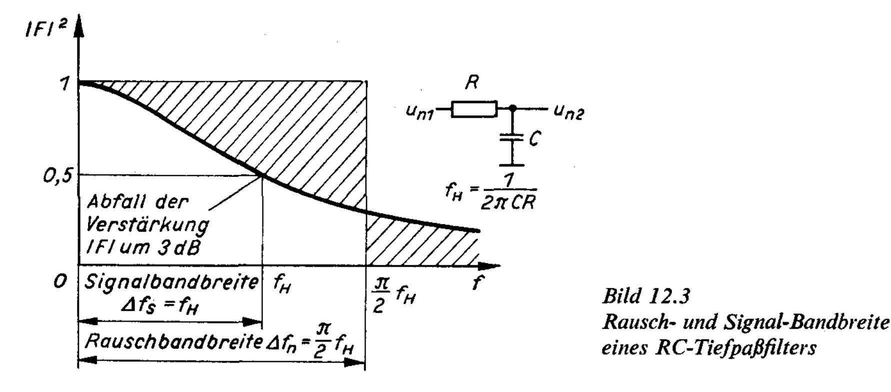


Bild 12.3
Rausch- und Signal-Bandbreite eines RC-Tiefpaßfilters

Das *Tiefpaß-RC-Filter* im Bild 12.3 hat eine Verstärkung

$$F(jf) = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi fCR)^2}}. \tag{12.5}$$

Wird F_m gleich 1 genommen, so wird die Rauschbandbreite

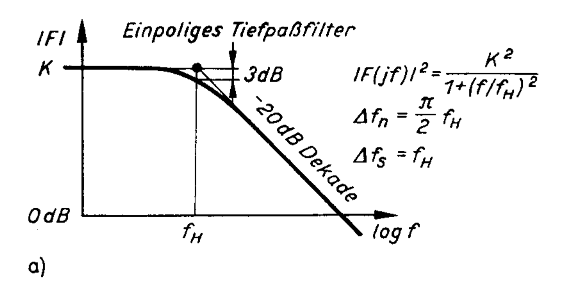
$$\Delta f_n = \int_0^\infty \frac{df}{1 + (2\pi fCR)^2} = \frac{1}{4RC}. \tag{12.6}$$

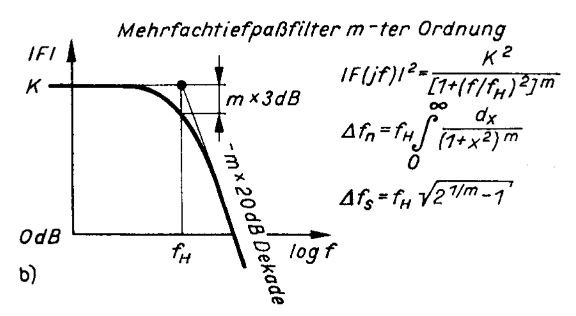
In Übereinstimmung mit dem Wesen eines Tiefpaßfilters wird die äquivalente Rauschbandbreite mit ihrer linken Kante in den Ursprung gelegt. Die Rauschbandbreite übersteigt die Signalbandbreite

$$\Delta f_s = f_H - 0 = \frac{1}{2\pi CR}, \tag{12.7}$$

deren obere Grenze $f_H = 1/2\pi CR$ durch die Bedingung eines 3-dB-Abfalles der Verstärkung $|F|$ definiert ist,

$$|F(jf_H)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathrel{\hat{=}} -3\,\text{dB}, \qquad \text{um den Faktor } \pi/2 = 1{,}571. \tag{12.8}$$





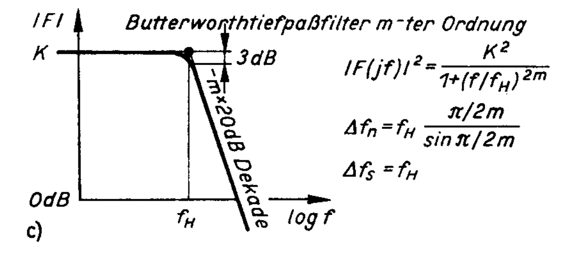


Bild 12.4
Vergleich von Rausch- und Signalbandbreite von drei verschiedenen Tiefpaßfiltern
a) das einpolige Tiefpaßfilter kann als Sonderfall der zwei anderen bei $m = 1$ betrachtet werden;
b) mit steigender Ordnung m nähern sich Signal- und Rauschbandbreite, und das Verhältnis $\Delta f_n/\Delta f_s$ geht gegen 1;
c) das Butterworthfilter m-ter Ordnung besitzt eine feste Signalbandbreite $\Delta f_s = f_H$; die Rauschbandbreite nähert sich mit steigender Ordnung demselben Wert

Dieses Ergebnis kann auf jedes beliebige *einpolige Tiefpaßfilter* (Bild 12.4a) mit einer Übertragungsfunktion

$$F(jf) = \frac{K}{1 + jf/f_H} \tag{12.9}$$

ausgedehnt werden. Wird $F_m = K$ gesetzt, ergibt sich

$$\Delta f_n = \frac{\pi}{2} f_H = 1{,}571\, f_H. \tag{12.10}$$

Infolge der unscharfen Bandpaßdefinition überträgt das einpolige Tiefpaßfilter auch jene Komponenten des weißen Rauschens nahezu ungedämpft, die bis zu 57% oberhalb der konventionellen 3-dB-Grenzfrequenz f_H liegen.

12.1.3. Mehrfaches Tiefpaßfilter *m*-ter Ordnung

Es ist zu erwarten, daß ein steilerer Abfall der Verstärkung oberhalb der Grenzfrequenz f_H die Rauschbandbreite Δf_n näher an die Signalbandbreite Δf_s heranbringt. Das mehrfache Tiefpaßfilter *m*-ter Ordnung im Bild 12.4b, das z.B. durch Kaskadierung *m* identischer einpoliger Filter des vorigen Typs entsteht,

$$F(\mathrm{j}f) = \frac{K}{(1 + \mathrm{j}f/f_H)^m}, \tag{12.11}$$

hat eine Rauschbandbreite von – formal ausgedrückt –

$$\Delta f_n = f_H \int_0^\infty \frac{\mathrm{d}x}{(1 + x^2)^m} = f_H J_m. \tag{12.12}$$

Die Werte des Integrals J_m in Gl. (12.12), die mit Hilfe der Rekursionsformel

$$J_m = \frac{2m - 3}{2(m - 1)} J_{m-1}, \quad J_1 = \frac{\pi}{2}$$

berechnet werden, sind in Tafel 12.1 zusammengefaßt.

Tafel 12.1. Rausch- und Signalbandbreite eines mehrfachen Tiefpaßfilters m-ter Ordnung

Filterordnung m	1	2	3	4	5	6	7	8
Rauschbandbreite $\Delta f_n/f_H$	1,571	0,785	0,589	0,491	0,430	0,387	0,354	0,329
Signalbandbreite $\Delta f_s/f_H$	1,000	0,644	0,510	0,435	0,386	0,350	0,323	0,301
Verhältnis $\Delta f_n/\Delta f_s$	1,571	1,220	1,155	1,129	1,114	1,105	1,098	1,094

Zum Vergleich mit dem nächsten Filter halten wir fest, daß das mehrfache Tiefpaßfilter *m*-ter Ordnung einen Verstärkungsabfall von $-m \times 3$ dB (-6 dB für $m = 2$) bei der Frequenz f_H aufweist und dessen Verstärkung oberhalb von f_H mit einer Neigung von $-m \times 20$ dB/Dekade (-40 dB/Dekade für $m = 2$) abfällt.

Die 3-dB-Signalbandbreite

$$\Delta f_s = f_H \sqrt{2^{1/m} - 1} \tag{12.13}$$

verringert sich mit steigender Ordnung *m*, und das Verhältnis $\Delta f_n/\Delta f_s$ nähert sich 1.

12.1.4. Butterworth-Tiefpaßfilter *m*-ter Ordnung

Ein viel verwendetes Filter mit einem maximal ebenen Frequenzgang (Bild 12.4c)

$$|F(\mathrm{j}f)| = \frac{K}{\sqrt{1 + (f/f_H)^{2m}}} \tag{12.14}$$

hat eine Rauschbandbreite[1])

$$\Delta f_n = f_H \frac{\pi/2m}{\sin \pi/2m}. \tag{12.15}$$

Mit steigender Ordnung m rückt die Rauschbandbreite f_n immer dichter an die obere Frequenz f_H heran (Tafel 12.2), die in diesem Fall – unabhängig von m – mit der Signalbandbreite

$$\Delta f_s = f_H \tag{12.16}$$

identisch ist.

Tafel 12.2. Rauschbandbreite eines Butterworth-Tiefpaßfilters m-ter Ordnung. Die Signalbandbreite ist von der Ordnung m unabhängig und mit der oberen Frequenz f_H identisch

Filterordnung m	1	2	3	4	5	6	7	8
Rauschbandbreite $\Delta f_n/f_H$	1,571	1,111	1,047	1,026	1,017	1,012	1,008	1,006
Signalbandbreite $\Delta f_s/f_H$	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000
Verhältnis $\Delta f_n/\Delta f_s$	1,571	1,111	1,047	1,026	1,017	1,012	1,008	1,006

12.1.5. Einfaches Bandpaßfilter

Ein Bandpaßfilter mit dem Frequenzgang

$$F(\mathrm{j}f) = K \frac{\mathrm{j}f/f_L}{(1 + \mathrm{j}f/f_L)(1 + \mathrm{j}f/f_H)} \tag{12.17}$$

entsprechend Bild 12.5 hat eine Rauschbandbreite

$$\Delta f_n = \frac{1}{1 - (f_L/f_H)^2} \frac{\pi}{2} (f_H - f_L) = \frac{1}{1 + f_L/f_H} \frac{\pi}{2} f_H. \tag{12.18}$$

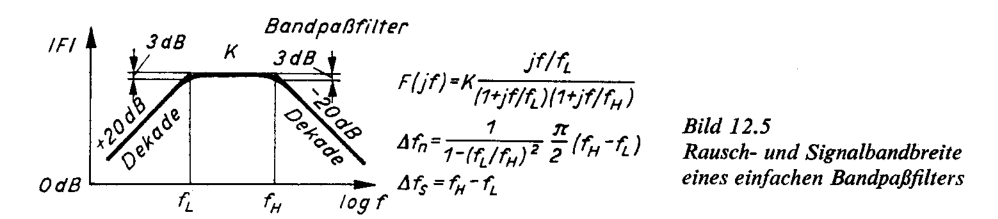


Bild 12.5
Rausch- und Signalbandbreite eines einfachen Bandpaßfilters

Bei einem genügenden Abstand von unterer und oberer Frequenz $f_L \ll f_H$ ist es möglich zu approximieren:

$$\Delta f_n \approx \frac{\pi}{2} (f_H - f_L) \approx \frac{\pi}{2} f_H. \tag{12.18a}$$

[1]) Die geeignetste Methode zur Lösung des zugehörigen Integrals

$$\int_0^\infty \frac{\mathrm{d}x}{1 + x^{2m}}$$

ist der Residuensatz.

Die Rauschbandbreite Δf_n ist wieder um den Faktor $\pi/2 = 1{,}571$ größer als die Signalbandbreite

$$\Delta f_s = f_H - f_L. \tag{12.19}$$

Das ist der einzige Mangel, den die unscharfe Definition der Rauschbandbreite bei der Filterung weißen Rauschens hat (Bild 12.6). Auch dieser Mangel kann bei entsprechender Verringerung der oberen Frequenz f_H korrigiert werden.

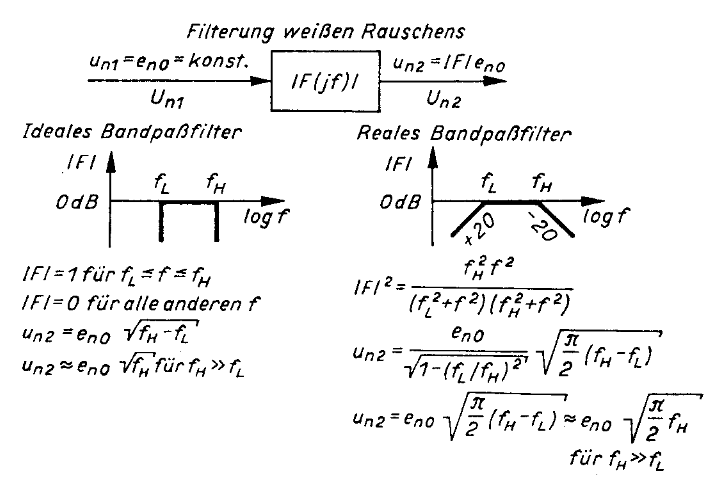


Bild 12.6. Filterung von weißem Rauschen mit einem idealen und einem realen Bandpaßfilter

12.1.6. Filterung farbigen Rauschens

Der letzte Fall ist für die Rauschmessung an Operationsverstärkern von praktischer Bedeutung; die Abschn. 5.1.5. und 5.1.6. beziehen sich darauf.

Das Konzept der Rauschbandbreite ist nicht für die Filterung von farbigem Rauschen, d.h. Rauschen mit einem allgemeinen Frequenzverlauf der Spektraldichte, anwendbar. Statt dessen ist es sinnvoll, nur die integrale Rauschspannung am Ausgang des Filters zu betrachten.

Ideales Bandpaßfilter (linke Hälfte von Bild 12.7)

An den Eingang eines idealen Bandpaßfilters mit der Verstärkung 1 zwischen den Frequenzen f_L und f_H wird eine Rauschspannung mit der Spektraldichte

$$u_{n1} = e_{n0}\sqrt{1 + \frac{f_{ce}}{f}} \tag{12.20}$$

gelegt, die sich aus einer weißen Rauschkomponente e_{n0} und einer $(1/f)$-Rauschkomponente $e_{n0}\sqrt{f_{ce}/f}$ zusammensetzt. Die Eckfrequenz f_{ce} bestimmt den Punkt, an dem der Charakter des Rauschens vom $(1/f)$-Rauschen zum weißen Rauschen wechselt.

Die integrale Ausgangsrauschspannung, die mit einem breitbandigen Instrument gemessen wird, beträgt entsprechend Gl. (12.2)

$$U_{n2} = e_{n0}\sqrt{f_H - f_L + f_{ce}\ln(f_H/f_L)}. \tag{12.21}$$

Die drei möglichen Lagen des Frequenzbandes (f_H, f_L) sind folgende.

a) Im *Bereich des* (1/*f*)-*Rauschens* (Bild 12.7a, $f_L < f_H \ll f_{ce}$) ist

$$U_{n2} = e_{n0} \sqrt{f_{ce} \ln (f_H/f_L)} . \tag{12.21 a}$$

Die integrale Rauschspannung U_{n2} hängt nur von der relativen Breite f_H/f_L des Frequenzbandes ab. Jede Frequenzdekade trägt den gleichen Betrag zum Gesamtrauschen bei. Die Niederfrequenzrauschspannung ist im Frequenzband von 0,01 Hz bis 1 Hz die gleiche wie im Frequenzband von 0,1 Hz bis 10 Hz.

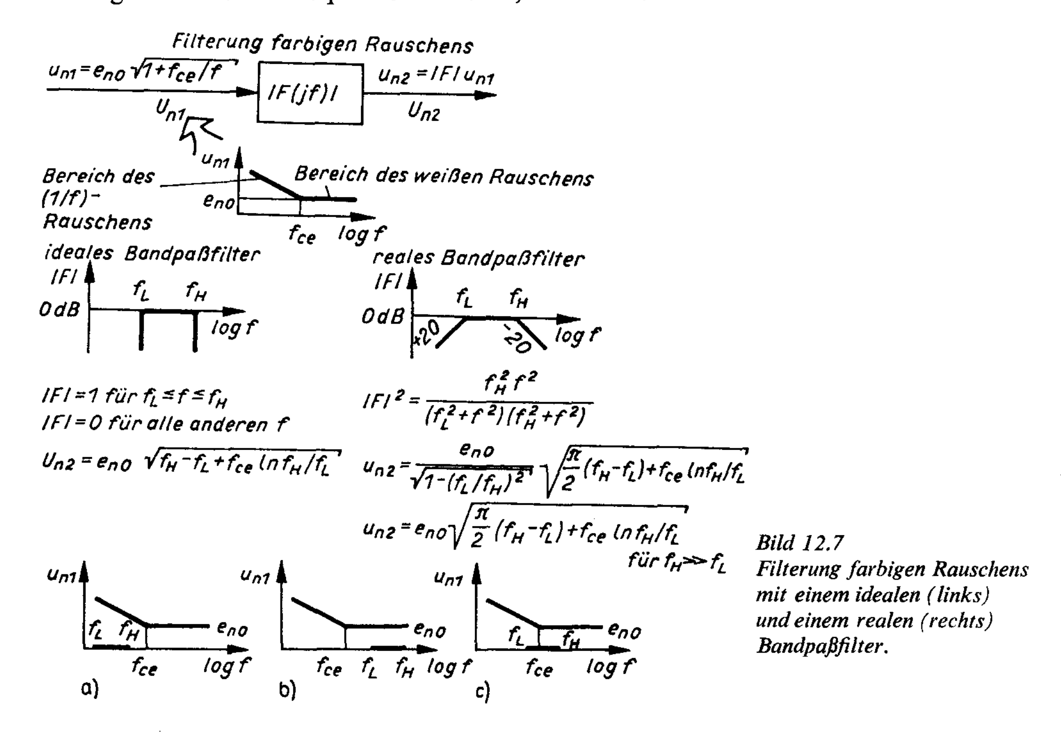


Bild 12.7
Filterung farbigen Rauschens mit einem idealen (links) und einem realen (rechts) Bandpaßfilter.

b) Im *Bereich des weißen Rauschens* (Bild 12.7b, $f_{ce} \ll f_L < f_H$) ist

$$U_{n2} = e_{n0} \sqrt{f_H - f_L} \approx e_{n0} \sqrt{f_H} . \tag{12.21 b}$$

Die Rauschspannung U_{n2} ist proportional zur Quadratwurzel der Bandbreite $f_H - f_L$, die bei $f_L \ll f_H$ durch die obere Frequenz f_H, unabhängig von der unteren Frequenz f_L, angenähert werden kann. In einem Frequenzband, das breiter als eine Dekade ist, beträgt der Näherungsfehler weniger als 5%.

c) Im *Übergangsbereich* (Bild 12.7c, $f_L < f_{ce} < f_H$) setzt sich die Rauschspannung U_{n2} aus beiden Rauscharten zusammen. In bezug auf die Schlußfolgerung des vorhergehenden Falls kann es von praktischem Interesse sein, die Wirkung der unteren Grenze f_L zu ermitteln, wenn die Rauschbandbreite nur teilweise in den (1/*f*)-Bereich fällt.

Entsprechend Gl. (12.21) ist

$$U_{n2} = e_{n0} \sqrt{f_H - f_L} \sqrt{1 + f_{ce} \frac{\ln (f_H/f_L)}{f_H - f_L}} . \tag{12.21 c}$$

Die Näherung für die Rauschspannung U_{n2} durch Gl.(12.21 b) ist mit einem Fehler behaftet, dessen Größe mehr durch den Abstand der oberen Grenze f_H von der Eckfrequenz f_{ce} als durch die Verringerung der unteren Grenze f_L unter die Eckfrequenz f_{ce} bestimmt wird. Als Zahlenbeispiel betrachten wir $f_{ce} = 100$ Hz. Der Näherungsfehler entsprechend $f_L = 1$ Hz oder 10 Hz ist -30% bzw. -21% bei $f_H = 10 f_{ce} = 1$ kHz, aber nur $-4{,}6\%$ bzw. $-3{,}5\%$ bei $f_H = 100 f_{ce} = 10$ kHz.

Bei genügendem Abstand $f_H \gg f_{ce}$ ist es daher möglich, die integrale Ausgangsrauschspannung auch im Übergangsgebiet durch eine weiße Rauschspannung entsprechend der oberen Grenze f_H gemäß Gl.(12.21 b) zu approximieren.

Reales Bandpaßfilter (rechte Hälfte von Bild 12.7)

Die gleiche farbige Rauschspannung aus Abschnitt 12.1.5. wird an das einfache Bandpaßfilter gelegt. Die integrale Ausgangsrauschspannung U_{n2}, beobachtet im gesamten Frequenzband von $f_1 = 0$ bis $f_2 = \infty$, ist entsprechend den Gln.(12.2), (12.17) und (12.20)

$$U_{n2} = \frac{e_{n0}}{\sqrt{1 - (f_L/f_H)^2}} \sqrt{\frac{\pi}{2}(f_H - f_L) + f_{ce} \ln \frac{f_H}{f_L}}, \tag{12.22}$$

oder einfach

$$U_{n2} = e_{n0} \sqrt{\frac{\pi}{2}(f_H - f_L) + f_{ce} \ln \frac{f_H}{f_L}}, \tag{12.23}$$

für $f_L \ll f_H$.

Die unscharfe Definition des Rauschbandes macht sich nur im Bereich des weißen Rauschens und im Übergangsbereich bemerkbar:

$$U_{n2} = e_{n0} \sqrt{\frac{\pi}{2}(f_H - f_L)} \approx e_{n0} \sqrt{\frac{\pi}{2} f_H}. \tag{12.23a}$$

Im $(1/f)$-Bereich hat das reale Bandpaßfilter das gleiche Übertragungsverhalten wie das ideale,

$$U_{n2} = e_{n0} \sqrt{f_{ce} \ln \frac{f_H}{f_L}}. \tag{12.23b}$$

Dieses Ergebnis ist ziemlich überraschend.

12.2. Niederfrequenzrauschen einer Operationsschaltung

In diesem Abschnitt wird der Bereich niedriger Frequenzen in einer relativen Weise definiert: durch die Annahme, daß ein bezüglich der Grenzfrequenz der Operationsschaltung schmales Band des Ausgangsrauschens beobachtet wird. Der Fehlerfaktor $\beta A\,(1 + \beta A)$ ist 1 und braucht nicht berücksichtigt zu werden. Der auf diese Weise definierte Bereich kann tatsächlich einen großen Frequenzbereich von 0,01 Hz ... 10 Hz oder sogar bis zu 1 MHz umfassen.

Die Berechnung der *Ausgangsrauschspannung* E_{na} oder des *Ausgangsrauschstromes* I_{na} folgt dem vereinfachten Verfahren aus Abschnitt 11.1.3. Die Rauschströme I_n^-, I_n^+ und die Rauschspannung E_n mit den Spektraldichten i_n^-, i_n^+, e_n werden an den Eingängen des Operationsverstärkers eingetragen. Die rauschenden Widerstände des Rückkopplungs-

netzwerkes und der Signalquelle werden durch Ersatzrauschquellen ergänzt.[1]) Anhand von Beispielen wird die Ausgangsrauschspektraldichte e_{na} oder i_{na} berechnet und durch Integration über das interessierende Frequenzband das Ausgangsrauschen der Operationsschaltung ermittelt. In frequenzunabhängigen Operationsschaltungen ist es möglich, direkt mit den integralen Rauschgeneratoren I_n^-, E_n usw. zu arbeiten.

Für eine Operationsschaltung mit frequenzabhängiger Verstärkung $G(jf)$ ist eine nachträgliche Präzisierung der Begriffe *Eingangsrauschspannung* E_{ne} und *Eingangsrauschstrom* I_{ne} erforderlich. Da sich die einzelnen Ersatzrauschquellen quadratisch addieren, ist das Prinzip der Kompensation aus Abschnitt 11.1.1. nicht anwendbar und wird durch das Prinzip der Äquivalenz nach Bild 12.8 ersetzt.

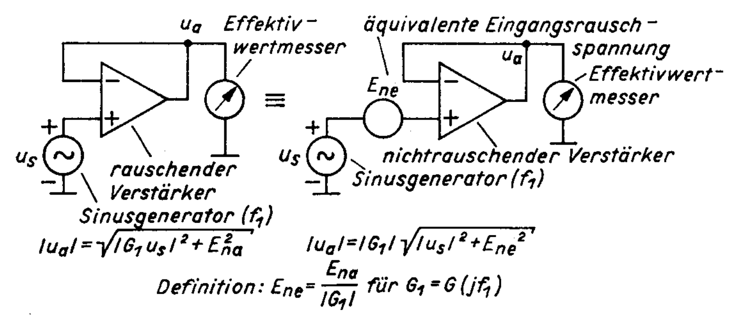


Bild 12.8. Definition der Eingangsrauschspannung E_{ne} einer Operationsschaltung

Die Operationsschaltung wird von einer Sinusspannung u_s mit der diskreten Frequenz f_1 angesteuert und deren Ausgang in einem bestimmten kontinuierlichen Frequenzband, das f_1 enthält, beobachtet. Das Effektivwertvoltmeter am Ausgang zeigt eine Spannung

$$|u_a| = \sqrt{|G_1 u_s|^2 + E_{na}^2} = |G_1| \sqrt{|u_s|^2 + \left(\frac{E_{na}}{|G_1|}\right)^2},$$

wobei $|G_1| = |G(jf_1)|$ die Verstärkung der Operationsschaltung bei der Frequenz f_1 und E_{na} die integrale Ausgangsrauschspannung im spezifizierten Frequenzband bedeuten. Wir bezeichnen das formell eingeführte Verhältnis der Ausgangsrauschspannung E_{na} und der Verstärkung $|G_1|$ als die Eingangsrauschspannung E_{ne}:

$$E_{ne} = \frac{E_{na}}{|G_1|}. \tag{12.24}$$

Die Eingangsrauschspannung E_{ne} hängt von der beobachteten Bandbreite (über E_{na}) und von der Frequenz des Testsinusgenerators ab, auf die das Rauschen bezogen wird (über G_1).

12.2.1. Rauschen eines Spannungsfolgers

Der an eine Spannungssignalquelle mit dem Innenwiderstand R_S angeschlossene Spannungsfolger (Bild 12.9) ist offensichtlich frequenzunabhängig. Die Berechnung wird daher in integraler Form ausgeführt.

[1]) Das Rauschen des Rückkopplungswiderstandes besitzt eine gewisse Analogie zu thermoelektrischen Spannungen der Operationsschaltung aus dem vorhergehenden Abschnitt. Aus praktischen Gründen der Berechnung untersucht man alle Rauschquellen der Verstärkerschaltung gleichzeitig.

Die Ausgangsrauschspannung E_{na} im Frequenzbereich Δf ist gleich der quadratischen Summe der Eingangsrauschspannung E_n des Operationsverstärkers in diesem Frequenzbereich Δf, des Rauschspannungsabfalls $I_n^+ R_s$ über dem Innenwiderstand R_s der Signalquelle und der thermischen Rauschspannung $\sqrt{4kTR_s\Delta f}$ des Widerstandes R_s:[1])

$$E_{na} = E_{ne} = \sqrt{E_n^2 + (I_n^+ R_s)^2 + 4kTR_s\,\Delta f}. \tag{12.25}$$

Die Eingangsrauschspannung E_{ne} ist im besonderen Falle $G = 1$ die gleiche wie die Ausgangsrauschspannung.

Das Signal-Rausch-Verhältnis ist maximal, wenn die Eingangsrauschspannung minimal ist. Die Eingangsrauschspannung E_{ne} ist minimal und gleich E_n, wenn der Innenwiderstand der Signalquelle Null ist:

$$R_{s\,opt} = 0. \tag{12.26}$$

Wir wollen noch einmal zu diesem Ergebnis zurückkehren. Das Signal-Rausch-Verhältnis, ein objektives Maß für die Genauigkeit einer Operationsschaltung, ist in einer von einer Spannungsquelle angesteuerten Operationsschaltung vom Standpunkt des Rauschens aus betrachtet maximal, wenn der Widerstand der Signalquelle Null ist. Das scheint natürlich und selbstverständlich zu sein.

Trotzdem werden die Rauscheigenschaften einer Operationsschaltung manchmal anhand einer *Rauschzahl*[2]) beurteilt, deren Minimierung zu irreführender Schlußfolgerung führt. Wir zeigen dies zur Anschauung [20] [112].

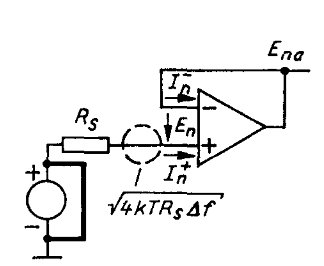


Bild 12.9. Rauschen eines Spannungsfolgers, der an eine Signalquelle mit von Null verschiedenem Innenwiderstand angeschlossen ist

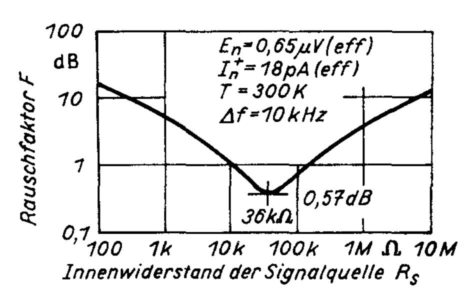


Bild 12.10. Versagen der Rauschzahl als Kriterium für die optimalen Rauschzustände in einer Operationsschaltung

Gemäß Definition ist die Rauschzahl des Spannungsfolgers im Bild 12.9:

$$F = 20 \log \frac{|u_s|/\sqrt{4kTR_s\,\Delta f}}{|u_s|/\sqrt{E_n^2 + (I_n^+ R_s)^2 + 4kTR_s\,\Delta f}}$$

$$= 10 \log \left(1 + \frac{E_n^2 + (I_n R_s)^2}{4kTR_s\,\Delta f}\right). \tag{12.27}$$

Man kann sehen, daß das Rauschen des Spannungsfolgers hier auf eine ziemlich willkürlich gewählte Referenz bezogen wird, auf das Rauschen des Innenwiderstandes der Signalquelle.

[1]) Die Verwendung von Pfeilen bei den Symbolen E_n, I_n^-, I_n^+ bezweckt, deren Wirkungsstelle zu kennzeichnen; ihre Richtung hat keine Bedeutung.

[2]) Die Rauschzahl F hat eine Vielzahl alternativer Definitionen, aus denen wir die folgende wählen:

$$F = 20 \log \frac{\text{Signal-Rausch-Verhältnis der abgetrennten Eingangsquelle}}{\text{Signal-Rausch-Verhältnis am Ausgang der Operationsschaltung}} \text{ in dB}$$

Es geht noch an, wenn die Rauschzahl zum Vergleich verschiedener Operationsverstärker in einer gegebenen Operationsschaltung mit einer gegebenen Signalquelle herangezogen wird. Die Rauschzahl liefert lediglich anders und etwas unbequem den gesamten Rauschbeitrag $\sqrt{E_n^2 + (I_n^+ R_s)^2}$ des Operationsverstärkers und erreicht den erwarteten Wert $F = 0$ bei $E_n, I_n^+ = 0$.

Zum Widerspruch kommt es jedoch bei dem Versuch, die Rauschzahl als Kriterium für optimale Rauschzustände in einer Operationsschaltung mit einem gegebenen Operationsverstärker anzuwenden (Bild 12.10). Wir bemerken, daß die Rauschzahl Gl.(12.27) bei einem von Null verschiedenen „optimalen“ Wert des Innenwiderstandes $R_s = E_n/I_n^+ = 36\ \mathrm{k\Omega}$ einen minimalen Wert

$$F_{\min} = 10 \log \left(1 + \frac{E_n I_n^+}{2kT\,\Delta f}\right) \tag{12.28}$$

erreicht ($F_{\min} = 0{,}57$ dB für die im Bild gegebenen Zahlenwerte), während sie im wirklich optimalen Fall $R_s = 0$ gegen Unendlich strebt und einen sehr schlechten Rauschzustand anzeigt.

Die Ursache für diesen Widerspruch ist klar, s. hierzu Gl.(12.27): Als Richtwert wird die thermische Rauschspannung des Widerstandes R_s genommen, die in dem optimalen Fall $R_s = 0$ selbst Null ist. Wir vermeiden die Verwendung eines Maßes, daß nur irritiert und verwenden die Rauschzahl nicht mehr.

Rauschdiagramm

Wir kehren zur Ausgangsbeziehung (12.25) zurück. Bei deren Diskussion ist es ratsam, die durch den Operationsverstärker und durch die Signalquelle verursachten Rauschkomponenten getrennt zu betrachten. Beide hängen vom Innenwiderstand R_s ab.

Der Beitrag des Operationsverstärkers

$$\sqrt{E_n^2 + (I_n^+ R_s)^2} \tag{12.29}$$

ist im logarithmischen Maßstab im Bild 12.11 als gestrichelte Linie mit einem Knick bei

$$R_s = \frac{E_n}{I_n^+} \tag{12.30}$$

dargestellt. Dieser Wert des Innenwiderstandes R_s, der für einen gegebenen Operationsverstärker in einem gegebenen Frequenzbereich charakteristisch ist, bestimmt die Grenze zwischen dem vorherrschenden Spannungsrauschen E_n (konstanter linker Abschnitt) und dem vorherrschenden Stromrauschen $I_n^+ R_s$ (ansteigender Abschnitt rechts).

Die Kurven im Bild 12.11a gehören zu einem Universaloperationsverstärker mit Bipolar- bzw. FET-Eingang im Frequenzbereich 10 Hz ... 10 kHz. Man kann daraus ersehen, daß noch vor dem Einsetzen der Stromkomponente $I_n^+ R_s$ der Rauschbeitrag des Innenwiderstandes der Signalquelle

$$\sqrt{4kTR_s\,\Delta f} \tag{12.31}$$

ins Spiel kommt, der proportional zu $\sqrt{R_s}$ (mit der Steigung 1/2 im logarithmischen Maßstab) ansteigt.

Diese Schlußfolgerung ist von großem praktischem Wert. Die übliche Qualität heutiger Bipolaroperationsverstärker und solcher mit FET-Eingang ist so hoch, daß es für jeden

praktischen Wert des Innenwiderstandes der Signalquelle von größer als etwa 2 kΩ möglich ist, einen Verstärker auszuwählen, der – verglichen mit dem thermischen Rauschen der gemessenen Signalquelle – einen vernachlässigbaren resultierenden Rauschbeitrag liefert. Das gilt über einen breiten Frequenzbereich von 10 kHz.

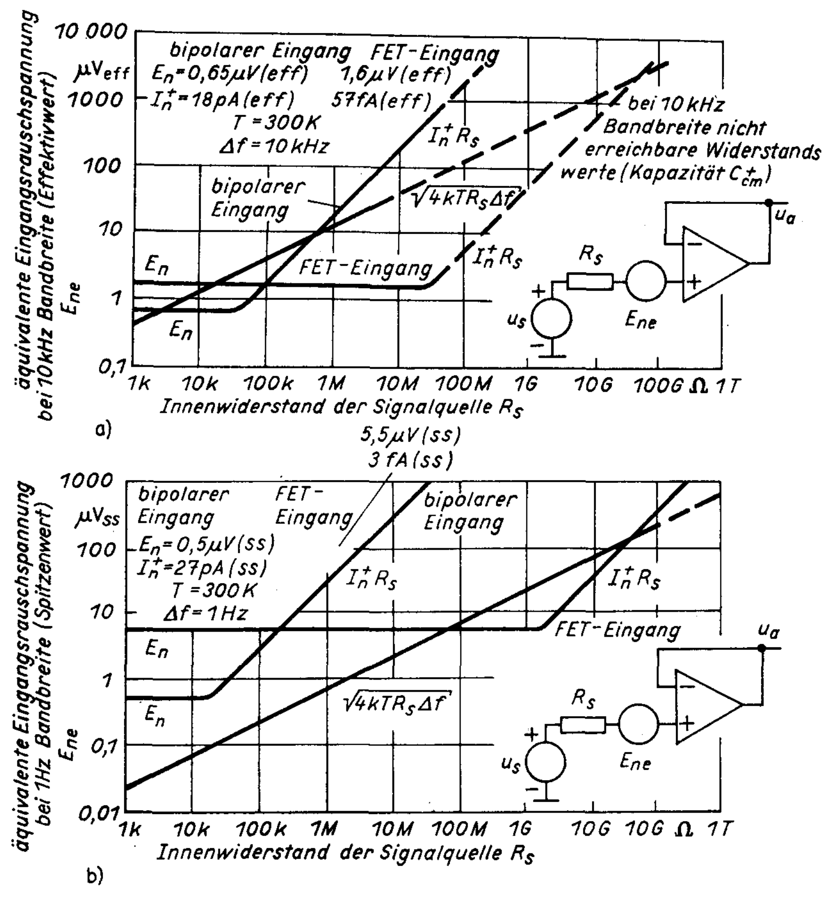


Bild 12.11. *Rauschdiagramm eines Spannungsfolgers*

a) im Frequenzband von 10 Hz bis 10 kHz, die gestrichelten Linien sind extrapoliert (Wirkung der Gleichtakteingangskapazität C_{cm}^+, Abschn. 12.2.2.); b) im Frequenzband von 0,01 bis 1 Hz

Mit Verkleinerung der Beobachtungsbandbreite auf 1 Hz verringern sich alle Rauschkomponenten in ihrer Größe, und ihr Verhältnis zueinander verändert sich ebenfalls (Bild 12.11 b). Die dem Widerstand R_s entsprechende gerade Linie sinkt um zwei Dekaden, während die gestrichelten, dem Operationsverstärker entsprechenden Linien kaum um eine Dekade sinken.[1]) Die Ursache für dieses Auseinanderlaufen ist das $(1/f)$-Rauschen, das hauptsächlich die Rauschspannung E_n eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang betrifft. In dem schmalen Frequenzband von 0,01 Hz ... 1 Hz und bei niedrigen und mittleren Innenwiderständen R_s ist das Rauschen des Operationsverstärkers der entscheidende Faktor. Eine Verbesserung um den Faktor von etwa vier ist möglich, wenn der Universal-

[1]) Das Diagramm im Bild 12.11 b gibt die Rauschspannung in Spitze-Spitze-Werten an, die durch Multiplikation der Effektivwerte mit dem Faktor 5 erhalten wurden. Es kann deshalb so scheinen, als würden die Spannungskomponenten E_n um einen kleineren Betrag abfallen oder daß sie sogar ansteigen.

operationsverstärker durch einen Instrumentationstyp ersetzt wird ($E_n = 1{,}5\,\mu V_{ss}$ für einen Operationsverstärker mit FET-Eingang).

In dem wichtigen, für Spannungsmessungen an hochohmigen Quellen interessanten Bereich von 50 MΩ bis 50 GΩ gilt jedoch immer noch, daß die Signalquelle selbst die Ursache für das am Ausgang des Spannungsfolgers beobachtete Rauschen ist.

12.2.2. Wirkung der Gleichtakteingangskapazität C_{cm}^+

Die bisherige Vorstellung vom Rauschen eines Spannungsfolgers bei großen Innenwiderständen R_s ist nicht ganz exakt. Die Ungenauigkeit entsteht durch die ungerechtfertigte Anwendung der vereinfachten Rauschberechnung, ohne die Gl.(11.11c) zu erfüllen. Die Gleichtakteingangskapazität C_{cm}^+ schließt sowohl die Signalquelle als auch die interne Rauschquelle I_n^+ kurz und verändert das Rauschverhalten bei höheren Frequenzen wesentlich.

Als Ausgangspunkt für eine genauere Berechnung könnte Gl.(11.10c) dienen. Ein anschaulicheres Verfahren stützt sich auf den detailliert gezeichneten Eingangsteil des Operationsverstärkers mit dargestellten wesentlichen Parametern im Bild 12.12.

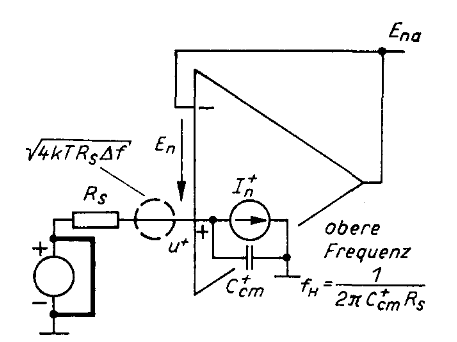


Bild 12.12
Die Gleichtakteingangskapazität C_{cm}^+ filtert die Strom- und die Widerstandskomponenten der Ausgangsrauschspannung eines Spannungsfolgers

Die Spektraldichte der Rauschspannung u^+ am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers hat eine Widerstandskomponente

$$\frac{\sqrt{4kTR_s}}{\sqrt{1 + (f/f_H)^2}}$$

und eine Stromkomponente

$$\frac{i_n^+ R_s}{\sqrt{1 + (f/f_H)^2}}$$

mit

$$f_H = \frac{1}{2\pi C_{cm}^+ R_s}. \tag{12.32}$$

Beide Komponenten ergeben mit der Spannungskomponente zusammen eine resultierende Spektraldichte der Ausgangsrauschspannung e_{na}:

$$e_{na}^2 = e_n^2 + \frac{(i_n^+ R_s)^2 + 4kTR_s}{1 + (f/f_H)^2}. \tag{12.33}$$

Die Überprüfung des Ausdrucks führt für $C_{cm}^+ = 0$, d.h. für $f_H = \infty$ zurück zur Spektralform der Gl.(12.25).

Die Gleichtakteingangskapazität C_{cm}^+ wirkt sowohl für die Strom- wie Widerstandskomponenten des Ausgangsrauschens wie ein Tiefpaßfilter $R_s C_{cm}^+$ mit der oberen Frequenz f_H nach Gl. (12.32). Diese Frequenz ist $f_H = 0{,}8$ MHz für $R_s = 100$ kΩ und $C_{cm}^+ = 2$ pF, aber nur 0,8 Hz für $R_s = 100$ GΩ.

In einem Frequenzband (f_1, f_2), das f_H übersteigt, gilt Gl. (12.25) nicht mehr. Die tatsächliche Ausgangsrauschspannung E_{na} eines Spannungsfolgers ist kleiner und durch einen korrigierten Ausdruck

$$E_{na}^2 = E_n^2 + \int_{f_1}^{f_2} \frac{(i_n^+ R_s)^2 + 4kTR_s}{1 + f^2/f_H^2}\, df \tag{12.34}$$

gegeben. Um diesen explizit zu lösen, wäre die Kenntnis der Frequenzabhängigkeit $i_n^+(f)$ im Frequenzband (f_1, f_2) erforderlich.

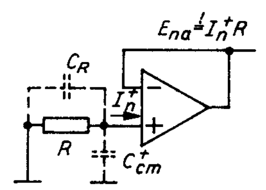


Bild 12.13
Die theoretische Grenze für die Messung eines Rauschstromes I_n^+ ist durch das thermische Rauschen des Meßwiderstandes R und durch Einengung des Rauschbandes infolge der Kapazitäten C_R und C_{cm}^+ gegeben

12.2.3. Theoretische Grenze der Rauschstrommessung

Die grundlegende Testschaltung ist im Bild 12.13 dargestellt (vgl. Bilder 5.7b und 5.8b). Ein Maß für den Rauschstrom I_n^+ ist die Ausgangsrauschspannung

$$E_{na} = I_n^+ R. \tag{12.35}$$

Nach Gl. (12.34) hängt die Gültigkeit der Gl. (12.35) von zwei sich widersprechenden Forderungen ab:

1. Der Meßwiderstand R sollte so klein sein, daß seine Parallelkapazität C_R und die Gleichtakteingangskapazität C_{cm}^+ des Verstärkers nicht die Messung in dem Bereich der interessierenden Frequenzen f beeinflussen:

$$\frac{1}{2\pi (C_{cm}^+ + C_R) R} > f \tag{12.36}$$

   oder
   $R < 10$ MΩ für die Messung im Bereich bis zu 10 kHz,
   $R < 100$ GΩ für die Messung im Bereich bis zu 1 Hz
   bei $C_{cm}^+ + C_R = 2{,}5$ pF.
2. Der Meßwiderstand R sollte so groß sein, daß die Rauschstromkomponente $i_n^+ R$ dominiert:

$$i_n^+ R > e_n, \tag{12.37a}$$

$$i_n^+ R > \sqrt{4kTR} \tag{12.37b}$$

   oder
   $R > 0{,}5$ MΩ für einen Bipolarverstärker ($I_b^+ = 100$ nA),

$R > 50\ \mathrm{G\Omega}$ für einen Verstärker mit FET-Eingang ($I_b^+ = 1$ pA), vorausgesetzt, das weiße Schrotrauschen herrscht vor, $i_n^+ = \sqrt{2qI_b^+}$.[1])

Die praktischen Schlußfolgerungen sind in Abschnitt 5.1.6. zusammengefaßt. Bei der Messung eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang können die obigen Bedingungen nicht gleichzeitig über einen großen Frequenzbereich erfüllt werden. Der Breitbandrauschstrom eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang ist nicht meßbar klein [21] [113].

12.2.4. Rauschen eines *I-U*-Wandlers

Eine häufig gegebene, mit vielen Rauschfehlern behaftete Aufgabe ist die Messung kleiner Ströme mittels eines Transresistanz-*I-U*-Wandlers. Wir betrachten zunächst eine ideale Stromquelle, die mit einer frequenzunabhängigen Operationsschaltung verbunden ist (Bild 12.14a).

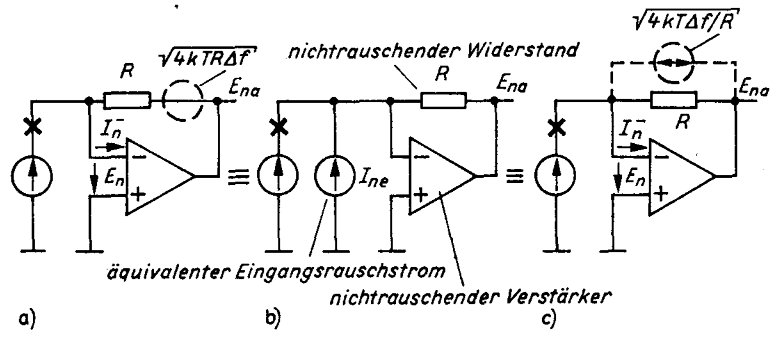


Bild 12.14. Rauschen eines I-U-Wandlers

Die erste Ersatzschaltung (a) und die zweite Ersatzschaltung (c) liefern den gleichen äquivalenten Eingangsrauschstrom I_{ne} (b)

Die im Frequenzband Δf beobachtete Ausgangsrauschspannung

$$E_{na} = \sqrt{E_n^2 + (I_n^- R)^2 + 4kTR\,\Delta f} \tag{12.38}$$

besitzt wieder drei Komponenten: Die Spannungskomponente E_n, die Stromkomponente $I_n^- R$ und die Widerstandskomponente $\sqrt{4kTR\,\Delta f}$.

Die Form von Gl. (12.38) ähnelt der von Gl. (12.25), und auch die Abhängigkeit E_{na} von R folgt den Kurven im Bild 12.11: Das Ausgangsrauschen steigt mit wachsendem Rückkopplungswiderstand R. Um also die Ausgangsrauschspannung klein zu halten, könnte man geneigt sein, den Widerstand R entsprechend klein zu wählen; das bedeutet aber auch eine geringe Signalverstärkung. Dies könnte man mit einem Widerstands-T-Netzwerk kompensieren.

Solch ein Verfahren ist jedoch völlig falsch. Die Ausgangsrauschspannung ist ohne Bezug auf die Ausgangssignalspannung für die Abschätzung der Rauscheigenschaft ungeeignet. Da sich beide Spannungen mit der Größe von R ändern, ist es besser, sie auf den Eingang zu beziehen.

Die Division durch die Signalverstärkung $|G| = R$ ergibt einen äquivalenten Eingangsrauschstrom (Bild 12.14b):

$$I_{ne} = \sqrt{(E_n/R)^2 + (I_n^-)^2 + 4kT\,\Delta f/R}. \tag{12.39}$$

[1]) Mit dieser Voraussetzung bekommt die entscheidende Beziehung Gl. (12.37b) für die Strom- und Widerstandskomponenten die Form $I_b^+ R > 2U_T \approx 50$ mV.
Der Meßwiderstand R sollte so groß sein, daß der Ruhe-Spannungsabfall $I_b^+ R$ einen Wert von 50 mV übersteigt.

Der Rauschbeitrag des Operationsverstärkers

$$\sqrt{(E_n/R)^2 + (I_n^-)^2} \tag{12.40}$$

und der Rauschbeitrag des Rückkopplungswiderstandes

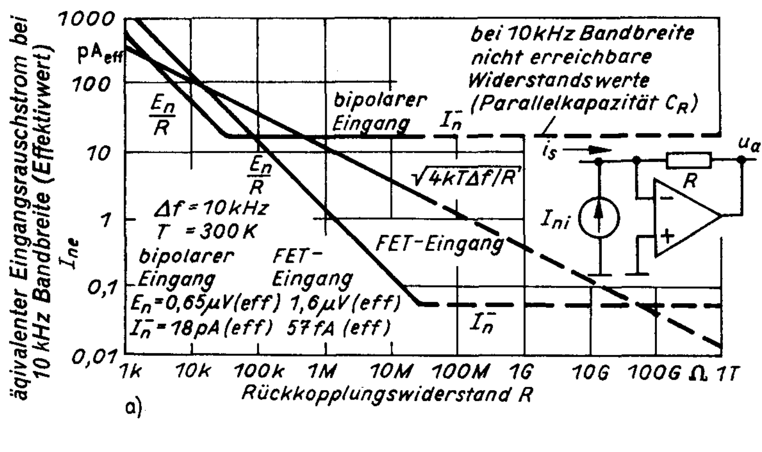
$$\sqrt{4kT\,\Delta f/R} \tag{12.41}$$

sind in den Rauschdiagrammen Bild 12.15 in zwei Frequenzbändern enthalten. Bei $R = 0$ ist die Signalverstärkung Null, und der äquivalente Eingangsrauschstrom I_{ne} ist unendlich. Mit wachsendem R sinkt der Beitrag der Spannungskomponente E_n/R. Bei dem Wert

$$R = \frac{E_n}{I_n^-} \tag{12.42}$$

verschwindet sie in der konstanten Stromkomponente I_n^-, die den mit einem gegebenen Operationsverstärker erzielbaren kleinsten Rauschuntergrund repräsentiert.

Bevor das jedoch geschieht, wird die Widerstandskomponente $\sqrt{4kT\,\Delta f/R}$ sichtbar und dominiert über einen bedeutenden Bereich der Widerstandswerte. Bei einem Operations-



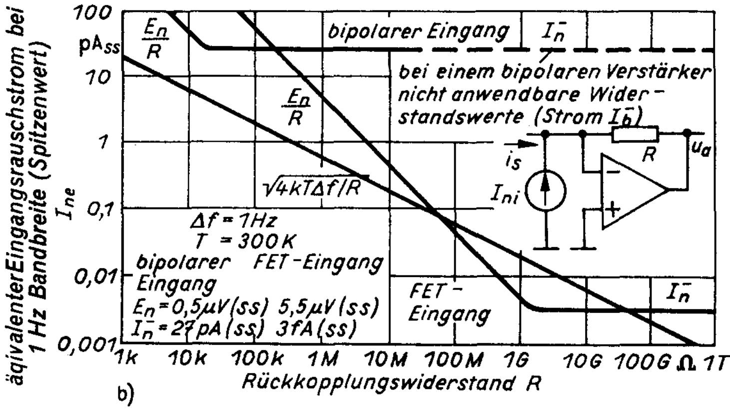


Bild 12.15. Das Rauschdiagramm eines I-U-Wandlers

a) im Frequenzband von 10 Hz bis 10 kHz, die gestrichelten Linien sind extrapoliert (Parallelkapazität des Rückkopplungswiderstandes, Abschn. 12.2.5.); b) im Frequenzband von 0,01 bis 1 Hz, ein Bipolaroperationsverstärker ist nicht für $R > 10\,\mathrm{M\Omega}$ anwendbar (Wirkung von I_b^-, Abschn. 11.2.5.)

verstärker mit FET-Eingang im besonderen, und zum Teil auch bei einem Bipolarverstärker in einem größeren Frequenzband, gilt, daß mit einem ungeeignet gewählten Wert von R das erzielbare Signal-Rausch-Verhältnis nicht durch das Rauschen des Operationsverstärkers, sondern durch das thermische Rauschen des Rückkopplungswiderstandes begrenzt wird. Um das höchstmögliche Signal-Rausch-Verhältnis, i_s/I_n^-, bei einer durch eine Stromquelle angesteuerten Operationsschaltung zu erzielen, muß der Widerstandswert des Rückkopplungsnetzwerkes sehr hoch gewählt werden.

Wie finden wir uns mit dieser Schlußfolgerung ab? Entweder, wir stellen fest, daß der Rückkopplungswiderstand R gemäß Gl. (11.39) und Bild 12.14c nicht durch seine thermische Rauschspannung, sondern eher durch seinen thermischen Rauschstrom $\sqrt{4kT\,\Delta f/R}$, der mit steigendem R absinkt, zum Eingangsrauschstrom I_{ne} beiträgt, oder wir stellen nach Gl. (12.38) und Bild 12.14a fest, daß die thermische Rauschspannung des Rückkopplungswiderstandes $\sqrt{4kTR\,\Delta f}$ als eine Komponente der Ausgangsrauschspannung E_{na} proportional zu $\sqrt{R}$ ansteigt. Eine Erhöhung des Rückkopplungswiderstandes führt in beiden Fällen zu einer Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses.

Wahl des Rückkopplungswiderstandes

Die Größe des Rückkopplungswiderstandes R wird selbstverständlich meist durch den Bereich des Eingangssignalstromes bestimmt. Ein Strom von 1 mA ist nicht unter Verwendung eines Widerstandes von 1 MΩ meßbar, da er einen Verstärker mit einem 1-kV-Ausgangsbereich fordern würde. Solch ein Fall interessiert uns jedoch nicht, wir fragen vielmehr nach der unteren Grenze der Strommessung.

Der Minimalwert des Rückkopplungswiderstandes R_{min} entsprechend den gerade optimalen Rauschverhältnissen wird durch den Schnittpunkt der Widerstands- und Stromkurven im Bild 12.15 bestimmt:

$$I_n^- = \sqrt{4kT\,\Delta f/R_{min}}\,.$$

Beschränken wir uns auf einen Operationsverstärker mit FET-Eingang mit einem überwiegend weißen Eingangsrauschstrom $I_n^- = \sqrt{2qI_b^-\,\Delta f}$, dann ist

$$2\,\frac{kT}{q} = I_b^- R_{min} = 2U_T \approx 50\,\text{mV}, \tag{12.43}$$

s. auch Fußnote auf S. 299. Ein Kriterium für eine optimale Wahl des Rückkopplungswiderstandes, die eine volle Ausnutzung der Rauscheigenschaften des Operationsverstärkers sicherstellen würde, wäre folglich das Erzielen von einer Ausgangsoffsetspannung $E_{osa} = I_b^- R$ von mindestens 50 mV, unabhängig von der Qualität des Verstärkers (unabhängig von seinem Eingangsbiasstrom I_b^-) und unabhängig von der Bandbreite Δf.

Solch eine Empfehlung kann kaum allgemein akzeptiert werden, weil sie zu einem additiven Fehler von mindestens 0,5 % des Ausgangsbereichs von 10 V führt. Mit Ausnahme der Fälle, wo das Offset keine Bedeutung hat (empfindliche physikalische Messungen mit synchroner Modulation und Demodulation) oder wo es – wenn auch kurzzeitig – möglich ist, abzugleichen, ist der optimale Rauschzustand Gl. (12.43) nicht erreichbar. Es ist praktisch nicht möglich, den thermischen Rauschstrom des Rückkopplungswiderstandes unter den Pegel des Eingangsrauschstromes eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang zu drücken. Der Operationsverstärker mit FET-Eingang ist zu gut.

Die strittigen Schlußfolgerungen zusammenfassend, können wir die folgende Empfehlung für die Wahl des Rückkopplungswiderstandes bei einem *I*-*U*-Wandler geben:

1. Wir wählen den Wert von R so, daß der Nennsignalstrom I_s den gesamten Ausgangsspannungsbereich von U_a (üblicherweise 10 V) überstreicht:

$$R = \frac{U_a}{I_s}. \tag{12.44}$$

2. Wir überprüfen die Realisierbarkeit und den Preis des Widerstandes R.
3. Wir überprüfen das dynamische Verhalten (Abschn. 8.3.4.).
4. Wir wählen eventuell einen niedrigeren Wert des Widerstandes R als Gl. (12.44) angibt, dabei aber den Punkten 2. und 3. untergeordnet.

12.2.5. Wirkung von Kapazitäten der Operationsschaltung

Rückkopplungskondensator

Der Kondensator C parallel zum Rückkopplungswiderstand R in Bild 12.16a verändert den Ausdruck für die Spektraldichte der Ausgangsrauschspannung eines *I*-*U*-Wandlers in die Form

$$e_{na}^2 = e_n^2 + \frac{(i_n^- R)^2 + 4kTR}{1 + (f/f_H)^2}, \tag{12.45}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi CR}. \tag{12.46}$$

Die Struktur der Gl. (12.45) ist mit der von Gl. (12.33) identisch, und auch die praktische Schlußfolgerung ist ähnlich: Der Rückkopplungskondensator C reduziert die Rauschbandbreite der Operationsschaltung und verbessert das niederfrequente Signal-Rausch-Verhältnis. Neben der Kompensation der Summierpunktkapazität ist das der zweite Grund für seine Anwendung. Sein Wert wird so hoch gewählt, wie es die zulässigen dynamischen Fehler erlauben (Abschn. 8.3.4. und 9.3.2.).

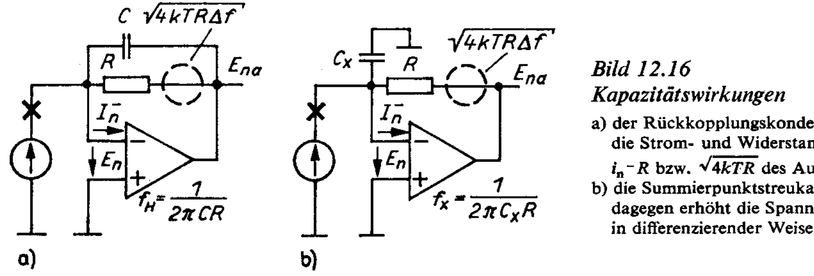


Bild 12.16
Kapazitätswirkungen
a) der Rückkopplungskondensator C filtert die Strom- und Widerstandskomponente $i_n^- R$ bzw. $\sqrt{4kTR}$ des Ausgangsrauschens;
b) die Summierpunktstreukapazität C_x dagegen erhöht die Spannungskomponente e_n in differenzierender Weise

Summierpunktkapazität

Eine völlig gegensätzliche Wirkung auf das Ausgangsrauschen hat die Summierpunktkapazität C_x im Bild 12.16b. Diese Kapazität setzt sich beispielsweise aus der Innenkapazität der Signalquelle, der Streukapazität der gedruckten Leiterkarte oder der Kapazität eines Eingangs-Koaxialkabels, jedoch nicht aus der Eingangskapazität des Operationsverstärkers selbst zusammen.[1]) Das Vorhandensein von C_x macht sich in einem Ansteigen

[1]) Beide Eingangskapazitäten des Operationsverstärkers, C_d und C_m^-, die im äquivalenten Modell hinter der Rauschquelle E_n liegen, werden durch die Erdung des nichtinvertierenden Einganges und aufgrund der Voraussetzung $|\beta A| \gg 1$ unwirksam.

der Rauschverstärkung über 1 und durch entsprechende Erhöhung der Spannungskomponenten des Ausgangsrauschens bei höheren Frequenzen bemerkbar:

$$e_{na}^2 = e_n^2 \left(1 + \frac{f^2}{f_x^2}\right) + (i_n^- R)^2 + 4kTR, \tag{12.47}$$

$$f_x = \frac{1}{2\pi C_x R}. \tag{12.48}$$

Die Summierpunktkapazität ist sehr gefährlich. Ein kritischer Zustand entsteht, wenn die in differenzierender Weise erhöhte Spannungskomponente $\tilde{e}_n$ dominiert. Für Werte von R dicht am Optimum im Sinne von Gl. (12.43) ist die maximal zulässige Kapazität C_x durch die Bedingung

$$C_x < \frac{i_n^-}{2\pi f e_n} \quad \text{im Bereich der Frequenzen } f \tag{12.49}$$

gegeben. Mit den Werten von e_n und i_n^- aus dem Diagramm im Bild 3.12 für einen Operationsverstärker mit FET-Eingang ergibt sich $C_x < 180$ pF für $f = 1$ Hz, aber nur $C_x < 1{,}2$ pF für $f = 10$ kHz.

Die Kapazität des Eingangskoaxialkabels liegt typisch zwischen 50 und 100 pF pro Meter Länge. Eine Breitbandmessung kleiner Ströme ohne eine deutliche Verschlechterung des Rauschuntergrundes erfordert, den Verstärker so dicht wie möglich an der Signalquelle anzuordnen und diese durch einen kurzen ungeschirmten Draht zu verbinden. Das ist im übrigen ein generelles Prinzip für jede schnelle Messung an der Grenze der physikalischen und technischen Realisierbarkeit.

Wenn eine solch dichte Anordnung unmöglich ist, ist eine zusätzliche Filterung anzuwenden [75]. Die Filterung mit einem einfachen Tiefpaßfilter erster Ordnung ist jedoch unzureichend. Die erhöhte Spannungskomponente des Ausgangsrauschens

$$e_n = \sqrt{1 + (f/f_x)^2} \approx e_n f/f_x$$

wird zum f-Rauschen (im Bereich des $(1/f)$-Rauschens, d.h. $e_n \sim 1/\sqrt{f}$) oder sogar zum f^2-Rauschen (im Bereich des weißen Rauschens, d.h. e_n = konst.) verfärbt. Zur Unterdrückung ist mindestens ein Tiefpaßfilter zweiten Grades erforderlich.

12.3. Breitbandrauschen einer Operationsschaltung

Unter einem breiten Rauschband verstehen wir in diesem Abschnitt ein beobachtetes Band, das die Grenzfrequenz der Operationsschaltung übersteigt. Eine praktische Konsequenz ist die Abhängigkeit des Ausgangsrauschens von der Schleifenverstärkung.

12.3.1. Rauschen eines Spannungsinverters

Die Spektraldichte der Ausgangsrauschspannung eines Inverters im Bild 12.17 ist nach Gl. (11.4) durch

$$e_{na} = \sqrt{\left[e_n^2 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)^2 + (i_n^- R_2)^2 + 4kTR_2 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\right]} \left|\frac{\beta A}{1 + \beta A}\right|$$

gegeben. Die gemeinsame Widerstandskomponente $\sqrt{4kTR_2}\,(R_2/R_1 + 1)$ ergibt sich aus der Vereinigung der unabhängigen Komponenten $\sqrt{4kTR_2}$ und $\sqrt{4kTR_1} \times R_2/R_1$. Mit einer praktischen Einschränkung auf eine Operationsschaltung erster Ordnung,

$$\left|\frac{\beta A}{1 + \beta A}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}}, \qquad (12.50)$$

wird die Spektraldichte einfach

$$e_{na} = \sqrt{e_n^2 + (i_n^- R_1 \| R_2)^2 + 4kTR_1 \| R_2}\; \frac{R_2/R_1 + 1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}}. \qquad (12.51)$$

Die Wirkung der Grenzfrequenz f_c auf das Ausgangsrauschen einer Operationsschaltung erster Ordnung entspricht daher ganz einfach einer impliziten Filterung aller Rauschkomponenten mit einem Tiefpaßfilter mit der oberen Frequenz f_c.

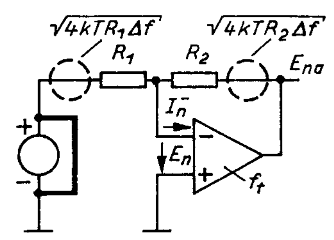


Bild 12.17. Breitbandrauschen eines Spannungsinverters
Die Grenzfrequenz macht sich durch eine implizite Filterung aller Rauschkomponenten mit einem Tiefpaßfilter mit der oberen Frequenz f_c bemerkbar

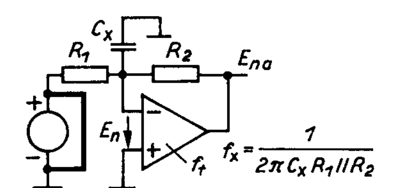


Bild 12.18. Die Summierpunktstreukapazität C_x erhöht das Breitbandrauschen eines Spannungsinverters auf zweierlei Art: sie erhöht die Rauschverstärkung bei höheren Frequenzen und verursacht eine Vergrößerung des Rauschens durch Resonanz

12.3.2. Vergrößerung des Rauschens durch Resonanz

Die implizite Filterung des Ausgangsrauschens mit dem Faktor $\beta A/(1 + \beta A)$ muß nicht so glatt vor sich gehen. Eine andere als die einpolige Schleifenverstärkung kann zu einer Resonanzüberhöhung des Fehlerfaktors in der Nähe von f_c und zu einer Vergrößerung des hochfrequenten Rauschens durch Resonanz führen.

Als Beispiel betrachten wir den vorangegangenen, mit einer Summierpunktkapazität C_x belasteten Spannungsinverter (Bild 12.18). Der entsprechende Fehlerfaktor ist

$$\left.\begin{aligned} \left|\frac{\beta A}{1 + \beta A}\right| &= \frac{1}{\sqrt{(1 - f^2/f_x f_c)^2 + f^2/f_c^2}}, \\ f_x &= \frac{1}{2\pi C_x R_1 \| R_2}, \end{aligned}\right\} \qquad (12.52)$$

s. Abschn. 9.3.1.

Das Anwachsen der Ausgangsrauschspannung mit der Frequenz hat zwei Ursachen: die vergrößerte Rauschverstärkung

$$G_n = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(1 + \frac{if}{f_x}\right)$$

(beeinflußt nur die Spannungskomponente e_n, s. Gl. (12.47)) und die Resonanzüberhöhung des Fehlerfaktors (beeinflußt alle Komponenten).

Bei niederohmigen Rückkopplungswiderständen sind die Widerstands- und die Stromkomponente des Ausgangsrauschens vernachlässigbar:

$$e_{na} = e_n \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \sqrt{\frac{1 + f^2/f_x^2}{(1 - f^2/f_x f_c)^2 + f^2/f_c^2}}. \qquad (12.53)$$

Die Quadratwurzel wird kurz als $|F(jf)|$ bezeichnet.

Wenn die Kapazität C_x groß genug ist, also

$$f_x < (\sqrt{2} + 1) f_c,$$

erscheint im Frequenzgang $|F(jf)|$ des impliziten Filters eine Resonanzspitze (Bild 12.19). Die Fläche unter der Spitze stellt eine äquivalente Erweiterung der Rauschbandbreite vom Wert $\Delta f_n = (\pi/2) f_c$ für $C_x = 0$ (siehe Kurve $f_x/f_c = \infty$) auf den Wert

$$\Delta f_n = (1 + f_c/f_x) \frac{\pi}{2} f_c \qquad (12.54)$$

dar[1]) (mit der Normierung $F_m = 1$).

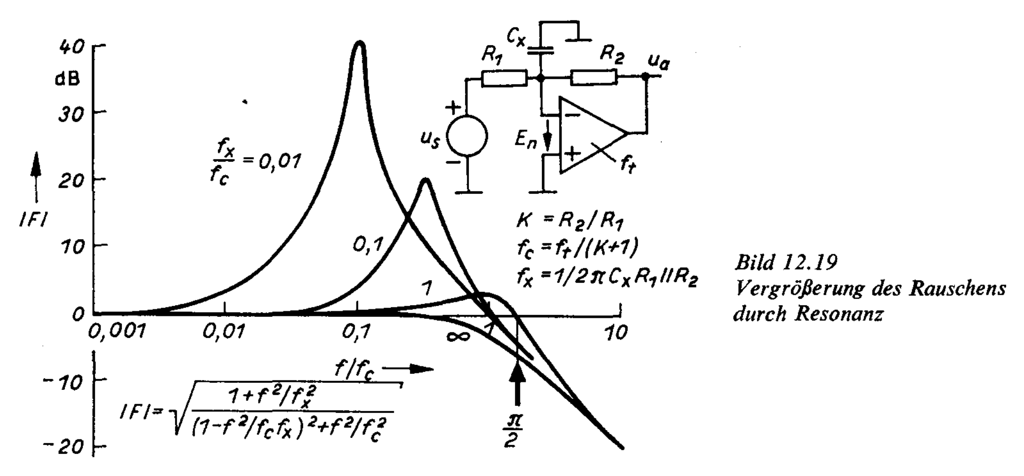


Bild 12.19
Vergrößerung des Rauschens durch Resonanz

Unter Annahme einer weißen Rauschspannung des Operationsverstärkers in der Nähe der Grenzfrequenz f_c ist also die Resonanzspitze einer Vergrößerung der Breitbandausgangsrauschspannung um den Faktor $\sqrt{(1 + f_c/f_x)}$ auf

$$E_{na} = e_n \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \sqrt{\left(1 + \frac{f_c}{f_x} \right) \frac{\pi}{2} f_c} \qquad (12.55)$$

äquivalent.

Der praktische Wert der gegebenen Analyse soll in einem Zahlenbeispiel gezeigt werden. Wir betrachten einen 16-Kanal-Multiplexer, der als geschalteter Inverter mit 20-kΩ-Widerständen ausgeführt ist und Signalfrequenzen bis zu 5 kHz überträgt. Mit Rücksicht auf den zulässigen Vektorfehler von 0,1 % wählen wir einen Operationsverstär-

[1]) Zur Berechnung des zugehörigen Integrals $\int_0^\infty |F|^2 \, df$ siehe Fußnote auf Seite 289.

ker mit einer Transitfrequenz $f_t = 15$ MHz, der die geforderte Grenzfrequenz $f_c = 7{,}5$ MHz gewährleistet.

An den Summierpunkt ist ein 16-Kanal-MOSFET-Strommultiplexer mit einer äquivalenten Kapazität von $C_x = 40$ pF geschaltet, was einer Frequenz $f_x = 400$ kHz $= f_c/19$ entspricht. Infolge der Resonanzspitze erweitert sich die äquivalente Rauschbandbreite von $f_n = 1{,}57 f_c = 11{,}8$ MHz auf $(1 + 19) \times 11{,}8$ MHz $= 236$ MHz, und die Ausgangsrauschspannung erhöht sich von $E_{na} = 2 \times 7{,}5\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{11{,}8\ \text{MHz}} = 52\ \mu\text{V}_{\text{eff}}$ auf $2 \times 7{,}5\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{236\ \text{MHz}} = 230\ \mu\text{V}_{\text{eff}} \mathrel{\hat{=}} 1{,}15\ \text{mV}_{\text{ss}}$. Dieses erhöhte Rauschen schließt eine genaue Verarbeitung selbst langsamer Signale kleiner als 1 V aus.

Auch diese ungünstige Folge der Summierpunktkapazität kann einfach mit Hilfe eines kleinen Rückkopplungskondensators beseitigt werden. Neben der Glättung der Sprungantwort und der Einengung der Rauschbandbreite ist die Unterdrückung des durch Resonanz erhöhten Rauschens der dritte Grund für seine Anwendung.

12.4. Interferenzrauschen

Im Gegensatz zum Eigenrauschen liegt der Ursprung des Interferenzrauschens außerhalb der Operationsschaltung. Die am Ausgang einer Operationsschaltung beobachtete Interferenzstörung kann mannigfaltige Ursachen haben [114] [115] [116]:

- elektrostatische Induktion (kapazitive Kopplung),
- elektromagnetische Induktion (induktive Kopplung),
- Kontaktfunken,
- Welligkeit der Betriebsspannungen,
- mechanische Schwingungen,
- Leckstromschwankungen,
- Thermospannungsschwankungen,
- ionisierende Strahlung und
- photoelektrische Ströme.

Kritische Stellen, an denen Interferenzstörungen in die Operationsschaltung eindringen, sind

- die Signalquelle,
- Eingangszuleitungen,
- der Eingang der Operationsschaltung,
- Eingänge des Operationsverstärkers,
- Anschlüsse des Operationsverstärkers für Offsetabgleich, Frequenzkompensation und Stromversorgung,
- Rückkopplungselemente und -leiter,
- die Fläche geschlossener Schleifen der Operationsschaltung und
- das Erdungssystem.

Ein unerläßliches Werkzeug beim Identifizieren des Ursprungs von Störungen ist ein empfindliches Oszilloskop.

Kapazitive Kopplung

Aus der Netzleitung kommend ist sie die häufigste Ursache von Brumm in einer Operationsschaltung. Dieser wird durch seine Periode von 20 ms leicht mit Hilfe eines Oszilloskops erkannt.

Störungen durch einen benachbarten *Rundfunksender* werden ebenfalls auf Grund kapazitiver Kopplug verursacht. Diese Störung ist zuweilen schwer von Eigenschwingungen der Operationsschaltung zu unterscheiden. Zwei Symptome können bei der Klärung nützlich sein: a) Die Amplitude ändert sich bei Annäherung der Hand[1]) ohne Änderung der Frequenz; b) bei einer Zeitbasis von 5 ms/cm kann eine Amplitudenmodulation beobachtet werden.

In beiden Fällen gibt es eine einfache Abhilfe: Unterbringen der Operationsschaltung in einem schirmenden Gehäuse (z.B. aus dünnem Aluminium), Benutzung geschirmter Signalleitungen und elektrostatisch geschirmter Netztransformatoren und in extremen Fällen Versorgung aus Batterien. Jeder elektrostatische Schirm muß natürlich geerdet sein.

Induktive Kopplung

Der magnetische Streufluß eines *Netztransformators* ist die zweithäufigste Störquelle. Dessen Unterdrückung ist allgemein viel schwieriger und aufwendiger: a) Verringerung der Fläche von Schleifen durch einen entsprechenden topologischen Entwurf der gedruckten Leiterkarte, durch Verlegung der Steuerelemente von der Frontplatte auf die Leiterkarte und durch Verdrillen langer Leitungen; b) Versetzen, Drehen oder magnetisches Schirmen des Transformators.

Funken geschalteter Kontakte

Sie sind mit der Emission elektromagnetischer Wellen mit Frequenzen in der Größenordnung von 100 MHz verbunden, die beinahe überall durchdringen. Eine Verringerung der Abmessungen und eine Vergrößerung des Querschnittes der Erde bringen teilweise Abhilfe. Vollständig hilft die Beseitigung des funkenden Kontaktes oder das Aufstellen des Gerätes an einem anderen Ort. Radarimpulse machen sich in ähnlicher, aber regelmäßiger Weise bemerkbar.

Welligkeit, Rauschen und Schwankungen der Betriebsspannungen

Sie beeinflussen das Ausgangssignal des Operationsverstärkers über die Betriebsspannungsanschlüsse, Netzwerke zur Nullpunkteinstellung und direkt, wenn die Betriebsspannung als Referenzspannung dient. Die Welligkeit macht sich als Brumm mit einer Frequenz von 100 Hz bemerkbar. Die Wirkung von Schwankungen der Betriebsspannung wird durch eine absichtliche Änderung derselben überprüft. Eine gute Betriebsspannungsquelle brummt und rauscht nicht mehr als ein Spitze-zu-Spitze-Wert von 1 mV und schwankt nicht mehr als 10 mV. Bei empfindlichen Anwendungen wird ein *RC*-Filter (100 Ω, 100 μF, Bilder 5.5a und 5.7a, b) eingefügt, oder es wird mit Batterien gearbeitet. (Vorsicht! Die Spannung einer halbentladenen Batterie zeigt manchmal Sprünge!)

Mechanische Schwingungen

Sie machen sich auf unterschiedliche Weise bemerkbar [76]: durch Mikrofonie (kapazitive Kopplung $U\delta C$), durch Induktion im Magnetfeld der Erde, durch gelegentliche Unterbrechung einer nicht intakten elektrischen Verbindung, durch Piezoelektrizität (Ladungserzeugung durch Verbiegen eines Koaxialkabels) und Triboelektrizität (Ladungserzeugung durch Reibung von Kabeln). Abhilfe bringt die Entfernung des Schwingungs-

[1]) Die linke Hand berührt den Rahmen oder die Erde (Beseitigung des kapazitiven Netzbrumms), und die rechte Hand wirkt als Antenne mit variabler Kopplung.

erzeugers (Motor, Ventilator, Pumpe), die Benutzung von rauscharmen Koaxialkabeln (Graphitbelag des Dielektrikums unter dem Schirm) und eine starre Konstruktion mit einer hohen Eigenfrequenz.

Schwankende Kriechströme

Sie entstehen infolge schmutziger oder feuchter Oberfläche und werden durch geeignete aktive Schutzmaßnahmen unterdrückt (Abschn. 11.3.3.).

Schwankende thermoelektrische Spannungen

Sie sind eine hartnäckige Störquelle bei der Verarbeitung niedriger Spannungen (Abschnitt 11.3.1.).

Ionisierende Strahlung

In Form meistens harter kosmischer α-Partikel (schnelle Heliumkerne) stört sie bei elektrometrischen Anwendungen [74]. Der Durchgang einer Partikel hinterläßt eine Spur ionisierter Luft. Erreicht die auf diese Weise entstandene Raumladung den Eingang des Operationsverstärkers, so verursacht sie einen kurzen Impuls (Spike) am Ausgang. Es gibt zwei Möglichkeiten der Abhilfe: a) Bei der Messung von Objekten im Vakuum wird der Verstärker ebenfalls dahin gebracht; b) in anderen weniger exklusiven Fällen wird eine aktive elektrostatische Schutzvorrichtung in Form einer dichten Messing- oder Aluminiumkappe über dem Elektrometerwiderstand und dem damit verbundenen Eingang des Operationsverstärkers angebracht. Die Kappe absorbiert die ankommende Raumladung und verringert das Ionisationsvolumen des Gerätes auf das innere Volumen der Kappe. Die erhöhte Parallelkapazität des Widerstandes ist ein Nachteil dieser Methode.

Photoelektrische Ströme

Sie entstehen im Operationsverstärker (durchscheinende Glasdurchführungen oder Keramikgehäuse) wie auch in der Signalquelle. Sie ändern sich mit dem Tageslicht und bei Bewegung von Personen. Ihre Unterdrückung erfolgt durch optische Abschirmung.

12.5. Zusammenfassung

1. Die Signalbandbreite eines *RC*-Tiefpaßfilters ist

$$\Delta f_s = \frac{1}{2\pi CR} \quad \text{und}$$

die Rauschbandbreite

$$\Delta f_n = \frac{1}{4CR}.$$

Die Signalbandbreite eines einpoligen Tiefpaßfilters mit der oberen Frequenz f_H ist

$$\Delta f_s = f_H \quad \text{und}$$

die Rauschbandbreite

$$\Delta f_n = \frac{\pi}{2} f_H.$$

2. Das Verhältnis von Rauschbandbreite und Signalbandbreite eines Tiefpaßfilters nähert sich mit steigender Ordnung des Filters dem Wert 1.
3. Die Signalbandbreite eines einfachen Bandpaßfilters mit der unteren Frequenz f_L und der oberen Frequenz f_H ist

$$\Delta f_s = f_H - f_L \quad \text{und}$$

die Rauschbandbreite

$$\Delta f_n = \frac{\pi}{2}(f_H - f_L).$$

4. Das einfache Bandpaßfilter (f_L, f_H) überträgt um den Faktor $\sqrt{\pi/2} = 1{,}253$ mehr weißes Rauschen als das ideale Bandpaßfilter (f_L, f_H). Beide Filter übertragen das $(1/f)$-Rauschen in gleichem Maße.
5. Die Widerstandssymmetrierung einer Operationsschaltung erhöht ihr Rauschen.
6. Das Signal-Rausch-Verhältnis am Eingang oder am Ausgang ist ein wichtiger Kennwert des Rauschverhaltens einer Operationsschaltung. Die Rauschzahl versagt als Kennwert für das optimale Rauschverhalten einer Operationsschaltung.
7. In bezug auf das Rauschverhalten ist der optimale Innenwiderstand einer Spannungssignalquelle, an die eine Serienoperationsschaltung angeschlossen ist, Null.
8. Zu praktisch jedem Wert des Innenwiderstandes R_s einer Spannungssignalquelle größer als einige Kiloohm läßt sich ein Operationsverstärker wählen, dessen Rauschen im Vergleich zum thermischen Rauschen des Widerstandes R_s vernachlässigbar ist.
9. Der Breitbandrauschstrom eines Operationsverstärkers mit FET-Eingang ist unmeßbar klein.
10. In bezug auf das Rauschverhalten ist der optimale Innenwiderstand einer Stromquelle, an die eine Paralleloperationsschaltung angeschlossen ist, unendlich groß.
11. Um das Signal-Rausch-Verhältnis zu verbessern, sollte der Rückkopplungswiderstand eines Transresistanz-I-U-Wandlers so groß wie möglich sein.
12. Die Summierpunktkapazität des Spannungsinverters hebt die Rauschspannung des Operationsverstärkers in differenzierender Weise an und verursacht eine Vergrößerung des Rauschens durch Resonanz.
13. Der Rückkopplungskondensator zwischen dem Ausgang und dem invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers verringert die Rauschbandbreite der Operationsschaltung und verbessert das Signal-Rausch-Verhältnis. Der Wert des Rückkopplungskondensators sollte so hoch gewählt werden, wie es der zulässige dynamische Fehler erlaubt.

13. Stabilität

Die Rückkopplungsstabilität einer Operationsschaltung ist eine heikle Angelegenheit. Das ist sicherlich die Erfahrung vieler Anwender von Operationsverstärkern, insbesondere von schnellen Verstärkern. Das Einsetzen von Schwingungen ist gleichbedeutend mit einem totalen Verlust der Kontrolle, wobei die Fehler auf Hunderte Prozent steigen und die Brauchbarkeit der Operationsschaltung verlorengeht.

Bisher haben wir der Rückkopplungsstabilität keine Aufmerksamkeit geschenkt und sie als Selbstverständlichkeit angenommen. Vollständig wurde sie bei der idealen Analyse im Abschnitt 6 ignoriert: Die ideale Operationsschaltung funktioniert auf dem Papier sogar bei einem solchen Versehen wie dem Vertauschen der Eingänge des Operationsverstärkers.

Die reale Operationsschaltung hat jedoch oftmals eher die böswillige Tendenz zu schwingen als zu verstärken, und manchmal kostet es viel Mühe und Kompromisse, sie zu einem ordentlichen Arbeiten zu bringen. Die Erhöhung der Genauigkeit, ein Vorteil der totalen Rückkopplungsschleife, die den ganzen Operationsverstärker umschließt, wird nämlich von einer neuen Einschränkung begleitet: Außer dem Amplitudenfrequenzgang der Operationsschaltung, der durch die Anforderungen an diese bestimmt wird, muß auch der Phasenfrequenzgang der offenen Schleife betrachtet werden.

Allgemein und vorläufig kann gesagt werden, daß die Stabilität der Operationsschaltung auf Kosten ihrer Geschwindigkeit erreicht wird. Es gibt wenigstens zwei Anwendungsgebiete, wo dieser Kompromiß dem Operationsverstärker gegenüber anderen Verstärkern – dem schnellen Komparator und dem Videoverstärker – zum Nachteil gereicht. Ist eine große Bandbreite in der Größenordnung von 1 bis 10 MHz die Hauptforderung, während die Genauigkeit (1 % oder sogar 10 %) zweitrangige Bedeutung hat, so ist es besser, einen offenen Verstärker mit eventuellen internen lokalen Schleifen als einen Operationsverstärker mit einer einzigen totalen Schleife zu wählen.

13.1. Rückkopplungsstabilität

Die Stabilitätstheorie ist eine Ingenieurdisziplin, die eine Antwort auf zwei Fragen mehr oder weniger bereithält:

1. Ist das gegebene Rückkopplungssystem stabil *(absolute Stabilität)*?
2. Wie stabil ist es *(relative Stabilität)*?

Wenn wir uns nicht nur auf mathematische Methoden beschränken, ist die Antwort auf die erste Frage leicht zu finden. Um zu entscheiden, ob eine gegebene Operationsschaltung stabil ist, genügt es, ein Oszilloskop an ihren Ausgang anzuschließen. Ein solches Experiment trägt zwar nicht zum Entwurf der Operationsschaltung bei, bestätigt aber ihre Stabilität endgültig.

Die bloße Feststellung der Stabilität reicht aber nicht aus. Andere als die beim Test vorhandenen Arbeitsbedingungen können den stabilen Zustand bewahren, können aber

auch zur Instabilität führen. Um der zweiten Möglichkeit zu begegnen, brauchen wir eine Antwort auf die zweite Frage. Wir müssen wissen, wie weit die Operationsschaltung vom instabilen Zustand entfernt ist.

Die dazu angewendeten mathematischen Methoden haben einen ernsthaften Mangel; sie beruhen auf einem Modell, dessen Genauigkeit aus verschiedenen Gründen begrenzt ist: a) Jedes Modell stellt eine Vereinfachung der Realität dar; soll ein mathematisches Modell mit angemessenen Bemühungen analytisch zu bewältigen sein, so muß es stark vereinfacht werden. b) Auch ohne diese Vereinfachung ist es schwer möglich, die Existenz und Größe von Parametern vorauszusehen, die nicht direkt im Schaltungsschema sichtbar sind (Parameter des Operationsverstärkers und verteilte Streureaktanzen des Rückkopplungsnetzwerkes, der Signalquelle und der Last). c) Es ist praktisch unmöglich, auch noch die Nichtlinearitäten des Operationsverstärkers in Betracht zu ziehen. Im Gegensatz zum mathematischen Modell ist eine reale Operationsschaltung – zugänglich, flexibel und bereit zum Experimentieren – letztlich ihr bestes eigenes Modell. Warum wollen wir keinen Gebrauch davon machen?

Im folgenden wollen wir versuchen, die beiden Verfahren, das theoretische und das experimentelle, in ein ausgewogenes Verhältnis zu bringen. Wir wollen uns auf das Auffinden von Beziehungen konzentrieren, die es erlauben, die relative Stabilität der Operationsschaltung aus einem einfachen dynamischen Test – der Frequenz- oder Sprungantwort – abzuschätzen. In Anbetracht der Komplexität des untersuchten Gegenstandes ist dies der einzige Weg, der schnell und sicher zum Ziel führt.

13.1.1. Absolute Stabilität und Nyquist-Stabilitätskriterium

Eine beliebige, amplitudenbegrenzte Eingangserregung einer stabilen Operationsschaltung erzeugt eine amplitudenbegrenzte Ausgangsantwort.

Diese Definition einer stabilen Operationsschaltung lenkt die Aufmerksamkeit auf die kanonische Form der Operationsgleichung (7.8):

$$u_a = u_s\left(G_\infty + \frac{G_0}{\beta A}\right)\frac{\beta A}{1 + \beta A} + E_{ra}.$$

Die Amplitude einer sinusförmigen Ausgangsspannung u_a wächst über alle Grenzen, wenn die komplexe Schleifenverstärkung βA den Wert -1 erreicht. Ein solcher Zustand ist ohne weiteres möglich. Eine reale Operationsschaltung ist in dem Sinne frequenzbegrenzt, daß der Betrag der Schleifenverstärkung $|\beta A|$ bei hohen Frequenzen durch Eins gegen Null abfällt. Das Problem des Entwurfes einer stabilen Operationsschaltung im Frequenzbereich konzentriert sich so auf eine Grundfrage: Auf welchem optimalen Weg soll die Frequenzcharakteristik $\beta A\,(\mathrm{j}f)$ in der komplexen Ebene um den kritischen Punkt $-1 + \mathrm{j}0$ herumgeführt werden?

Die Antwort liefert das *reduzierte Nyquist-Stabilitätskriterium* [117], gültig für ein Rückkopplungssystem, dessen offene Schleife selbst stabil ist (sie enthält keine instabilen kleineren Schleifen, d. h., die Übertragungscharakteristik $\beta A\,(s)$ hat keine Pole in der rechten Halbebene (s)):

> Die Operationsschaltung ist stabil, wenn der kritische Punkt $-1 + \mathrm{j}0$ links von der Frequenzcharakteristik $\beta A\,(\mathrm{j}f)$ der offenen Schleife liegt, wenn diese von $f = 0$ nach $f = \infty$ durchlaufen wird (Bild 13.1).

Wie wir erwarten konnten, entscheiden beide Komponenten der Schleifenverstärkung βA – die Verstärkung des Operationsverstärkers und der Rückkopplungsfaktor – die

Stabilität der Operationsschaltung. Der Hersteller des Operationsverstärkers bestimmt nur die erste Komponente A, während er die zweite Komponente β nur indirekt durch Angabe von empfohlenen Schaltungen beeinflussen kann. Der Erfolg einer konkreten Anwendung hängt damit auch von der Bereitwilligkeit des Anwenders ab, physikalische Gesetze zu beachten.

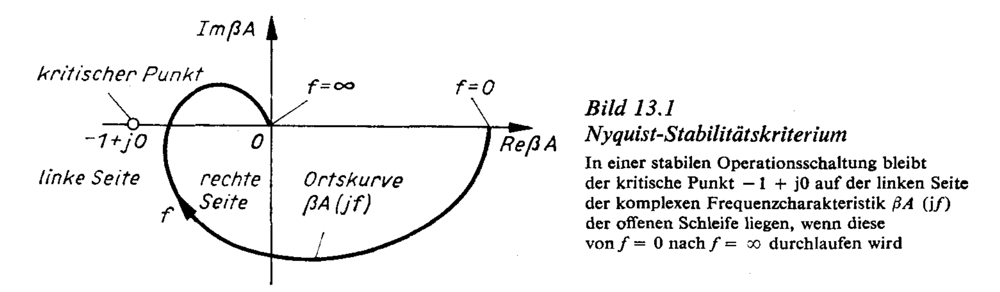


Bild 13.1
Nyquist-Stabilitätskriterium
In einer stabilen Operationsschaltung bleibt der kritische Punkt $-1 + j0$ auf der linken Seite der komplexen Frequenzcharakteristik βA (jf) der offenen Schleife liegen, wenn diese von $f = 0$ nach $f = \infty$ durchlaufen wird

Bild 13.2 zeigt interessante Abschnitte der Frequenzcharakteristik βA (jf) einer *stabilen* (*a*) und einer *instabilen* (*b*) Operationsschaltung. Deren Vergleich macht das physikalische Wesen des stabilen Zustandes augenscheinlich: Der Betrag der Schleifenverstärkung $|\beta A|$ muß unter Eins absinken, bevor der Phasenwinkel arg βA den Wert $-180°$ erreicht, d.h. bevor die beabsichtigte negative Rückkopplung in eine positive umschlägt.

Wir stellen fest, daß eine stabile Operationsschaltung mit der Charakteristik (*a*) durch eine bloße Expansion der Charakteristik βA bzgl. des Ursprungs, d.h. durch eine Vergrößerung der Schleifenverstärkung $|\beta A|$, leicht in eine instabile (b) übergeht. Das kann

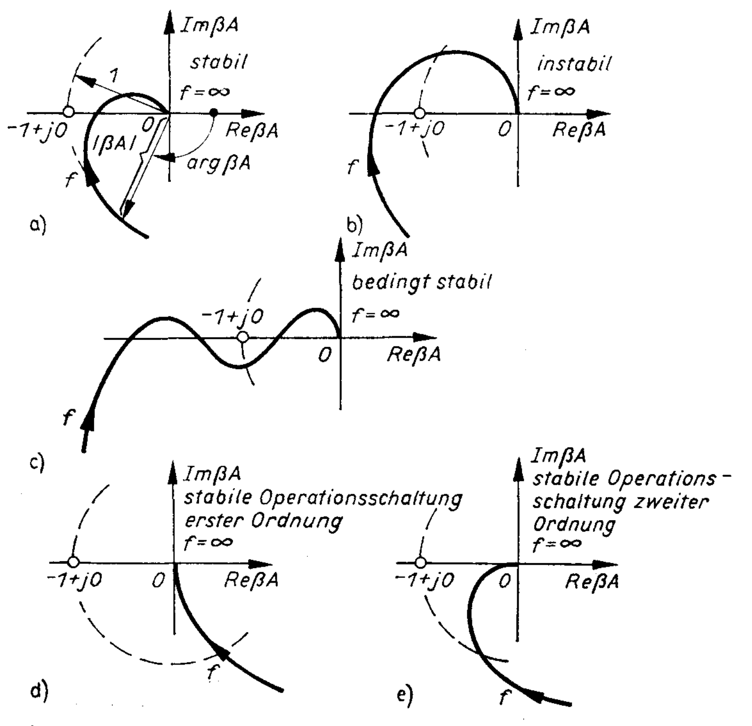


***Bild 13.2.** Nyquist-Stabilitätskriterium*
Eine stabile (a), eine instabile (b) und eine bedingt stabile (c) Operationsschaltung. Operationsschaltungen erster und zweiter Ordnung (d, e) sind immer stabil, aber die relative Stabilität der Operationsschaltung (e) ist schlechter

z. B. durch eine Verringerung der Verstärkung G der Operationsschaltung und eine entsprechende Vergrößerung des Rückkopplungsfaktors β verursacht werden. Im allgemeinen ist es schwieriger, in einer Operationsschaltung mit fester Rückkopplung, d. h. mit einer niedrigen Verstärkung, Rückkopplungsstabilität zu erreichen als bei Operationsschaltungen mit hoher Verstärkung. Aus diesem Grund gibt es Operationsverstärker, die je nach der Art der Anwendung frequenzprogrammierbar sind.

Eine *bedingt stabile* Operationsschaltung (*c*) kann nicht nur bei Vergrößerung, sondern auch bei Verringerung der Schleifenverstärkung $|\beta A|$ zu schwingen beginnen. Das kann z. B. durch eine Verringerung der Betriebsspannungen oder durch Übersteuerung des Operationsverstärkers verursacht werden. Eine bedingt stabile Operationsschaltung ist schwierig zu beherrschen und sollte vermieden werden.

Die Operationsschaltung *1. Ordnung* hat eine Charakteristik, wie in (*d*) dargestellt. Eine solche Operationsschaltung ist immer stabil, und ihre relative Stabilität ist vortrefflich, unabhängig von der Größe der Verstärkung G. Das ist, außer der kurzen Einschwingzeit, die Hauptursache für die Beliebtheit eines Operationsverstärkers mit einem Verstärkungsabfall von -20 dB/Dekade.

Die Operationsschaltung 2. Ordnung (*e*) ist ebenfalls stabil, aber ihre relative Stabilität ist schlechter. Wir werden das im Abschnitt 13.1.5. detaillierter zeigen.

13.1.2. Relative Stabilität. Phasensicherheit und Verstärkungssicherheit

Ein gerade instabiler Zustand, charakterisiert durch Sinusschwingungen beliebiger, aber stabiler Amplitude, tritt auf, wenn die Charakteristik durch den Punkt $-1 + j0$ läuft. Der Abstand einer gegebenen Operationsschaltung von diesem kritischen Zustand wird durch zwei Kennwerte für die relative Stabilität, die Phasensicherheit und die Verstärkungssicherheit (auch Phasenrand bzw. Verstärkungsrand) ausgedrückt (Bild 13.3).

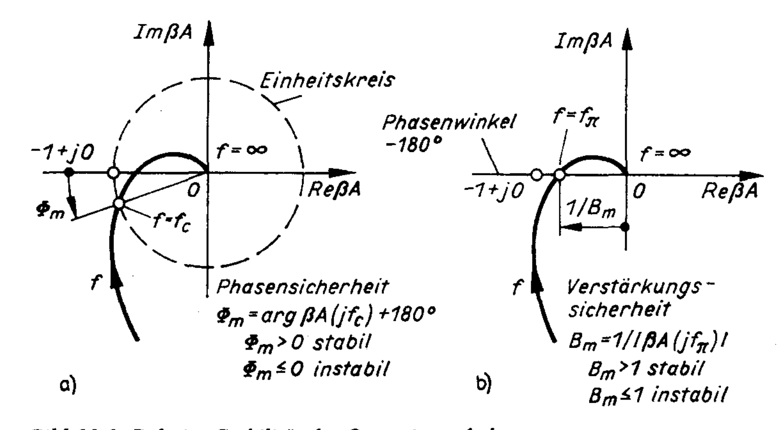


Bild 13.3. Relative Stabilität der Operationsschaltung

a) Phasensicherheit Φ_m; b) Verstärkungssicherheit B_m; beide Diagramme gehören zur selben stabilen Operationsschaltung ($\Phi_m > 0$, $B_m > 1$)

Die *Phasensicherheit* Φ_m einer Operationsschaltung ist die Ergänzung des Phasenwinkels der Schleifenverstärkung zu $-180°$ bei der Grenzfrequenz f_c:

$$\Phi_m = \arg \beta A\,(jf_c) + 180° \tag{13.1}$$

für $|\beta A\,(jf_c)| = 1$.

Die *Verstärkungssicherheit* B_m einer Operationsschaltung ist der inverse Betrag der Schleifenverstärkung bei der Frequenz f_π, bei der der Phasenwinkel $-180°$ erreicht:

$$B_m = \frac{1}{|\beta A\,(\mathrm{j}f_\pi)|} \tag{13.2}$$

für $\arg \beta A\,(\mathrm{j}f_\pi) = -180°$.

Eine positive Phasensicherheit $\Phi_m > 0$ bedeutet eine stabile Operationsschaltung, eine negative oder Nullphasensicherheit $\Phi_m \leqq 0$ bedeutet eine instabile Operationsschaltung. Analog dazu entspricht eine Verstärkungssicherheit größer Eins, $B_m > 1$, einer stabilen Operationsschaltung und umgekehrt. Der Begriff der Phasensicherheit ist gebräuchlicher, weil der Phasenwinkel $\arg \beta A$ nicht immer $-180°$ erreichen und die Frequenz f_π nicht immer existieren muß.

Ein Bereich von $\Phi_m = 90°$ bis $60°$ wird für eine stabile Operationsschaltung als gute Phasensicherheit angesehen, ein Wert $\Phi_m = 45°$ ist noch akzeptabel. Diese Abschätzung ist im dynamischen Verhalten zweier Musteroperationsverstärkerschaltungen begründet, die in den Abschnitten 13.1.4. und 13.1.5. untersucht werden.

Eine gute Vorstellung der beiden Kennwerte für die relative Stabilität Φ_m und B_m wird durch deren Darstellung im logarithmischen Bodediagramm (Bild 13.4) möglich. Wegen der Übereinstimmung mit der vorangegangenen Darlegung werden wir uns im folgenden darauf beziehen.

Im Bild 13.5 sind die zueinandergehörigen Amplituden- und Phasenfrequenzgänge für eine stabile (*a*), eine instabile (*b*) und eine bedingt stabile (*c*) Operationsschaltung dargestellt. Ein steilerer Abfall der Schleifenverstärkung führt im allgemeinen zu einer Verringerung der Phasensicherheit oder zur Instabilität. Exakter ausgedrückt, ein sanfter Verstärkungsabfall mit einer Neigung von -20 dB/Dekade

$$|\beta A| = \frac{f_c}{f} \tag{13.3a}$$

ist mit einem Phasenwinkel von $\arg \beta A = -90°$ und mit einer sehr guten Phasensicherheit von $\Phi_m = -90° + 180° = +90°$ verbunden. Ein steilerer Verstärkungsabfall mit einer Neigung von -40 dB/Dekade

$$|\beta A| = \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \tag{13.3b}$$

führt zu einem Zustand an der Grenze der Instabilität mit einer Nullphasensicherheit $\Phi_m = 0$.

Wir folgern daraus eine Regel für den Entwurf einer unbedingt stabilen Operationsschaltung (Bild 13.6):

1. Die Neigung des Frequenzabfalls der Schleifenverstärkung $|\beta A|$ (d.h. die Geschwindigkeit, mit der sich die beiden Charakteristika $|A|$ und $|1/\beta|$ nähern) muß im aktiven Frequenzband $f < f_c$ kleiner 40 dB/Dekade sein.
2. Die Neigung des Frequenzabfalls von $|\beta A|$ muß mindestens in der letzten Oktave unterhalb der Grenzfrequenz f_c auf 20 dB/Dekade verringert werden.

Die Tafel im Bild 13.6 zeigt, daß die Phasensicherheit in diesem Fall nicht unter $\Phi_m = 60°$ sinkt. Natürlich gilt das nur für Minimalphasenschleifen. Beim Entwurf einer Operationsschaltung machen wir vorläufig diese Annahme bezüglich Minimalphasen und überprüfen deren Gültigkeit indirekt durch ein Experiment (Abschn. 13.2.7.).

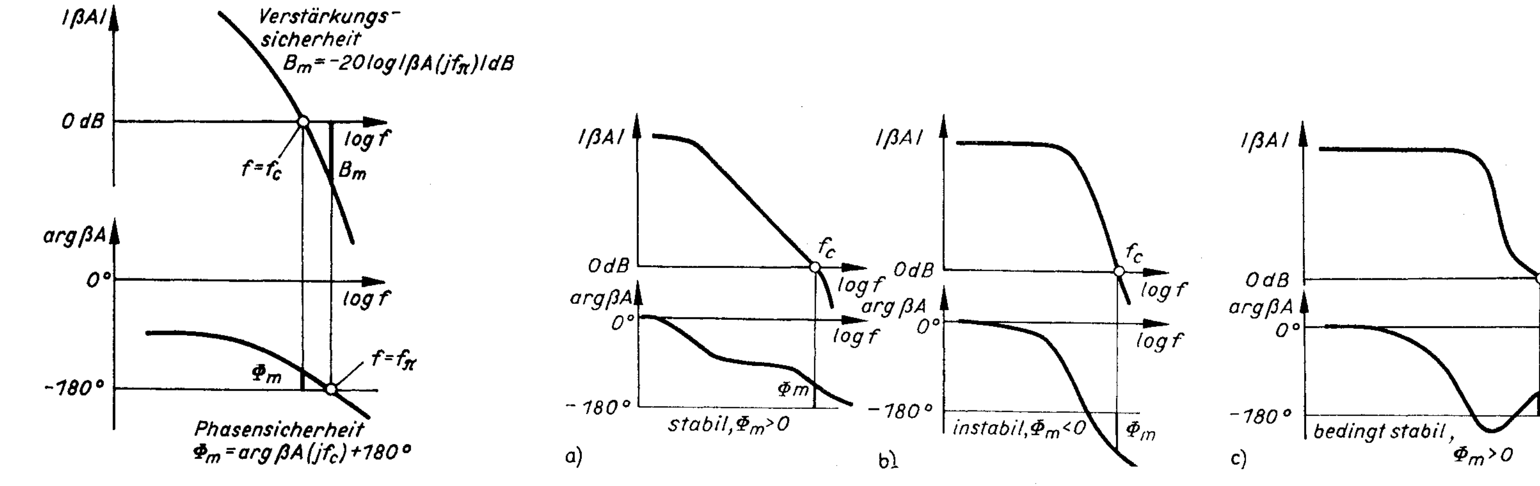


Bild 13.4. Phasen- und Verstärkungssicherheit im Bodediagramm

Bild 13.5. Nyquist-Stabilitätskriterium im Bodediagramm

a) stabile; b) instabile und c) bedingt stabile Operationsschaltung (vgl. mit den Bildern 13.2a, b, c)

f_Z/f_c	Phasensicherheit $\Phi_m = \text{arc tg}\, f_c/f_Z$
10	6°
5	11°
2	27°
1	45°
0,5	63°
0,2	79°
0,1	84°

Bild 13.6
Phasenkompensation der offenen Schleife durch Einfügen eines Abschnittes mit geringerem Verstärkungsabfall vor dem Ende des aktiven Frequenzbandes

Eine Nullstelle bei der Frequenz f_Z verändert die ursprünglich unbefriedigende Charakteristik $\beta A = (f_1/jf)^2$ in die Form $\beta A = (f_1/jf)^2\,(1 + jf/f_Z)$ und verbessert die Phasensicherheit von Null auf den Wert $\Phi_m = \text{arctg}\, f_c/f_Z$ (Bildtafel); eine Oktave geringeren Verstärkungsabfalls vor der Frequenz f_c sichert einen Phasenrand von $\Phi_m \approx 60°$

Nachträglich werden wir uns dessen bewußt, daß der im Abschnitt 3.5. beschriebene Weg der Frequenzkompensation eines Operationsverstärkers durch Einführung einer dominanten Zeitkonstante (Bilder 3.22 und 3.23) tatsächlich in der vorangegangenen Regel begründet war.[1])

13.1.3. Abgeleitete Kennwerte der relativen Stabilität. Resonanzüberhöhung und relatives Überschwingen

Die Phasensicherheit Φ_m drückt die relative Stabilität einer geschlossenen Operationsschaltung in Termen der offenen Schleife aus. Sie ist ein universeller Kennwert, der auf jede Operationsschaltung anwendbar ist, deren komplexe Schleifenverstärkung βA bekannt ist. Dort liegt jedoch das Problem, denn der tatsächliche Frequenzverlauf der Schleifenverstärkung in der Nähe der Grenzfrequenz ist selten bekannt:

1. Jeder analytische Ausdruck für die Übertragungsfunktion der offenen Schleife ist nur eine Annäherung an die Realität, weil er nicht alle verborgenen Reaktanzen in der Operationsschaltung berücksichtigen kann (Eingangs- und Ausgangsimpedanzen des Operationsverstärkers, die Kapazität der Last, Streureaktanzen des Rückkopplungsnetzwerkes, Induktivitäten der Stromzuführungen usw.), und mangels anderer Informationen muß er ein Minimalphasenverhalten des Operationsverstärkers annehmen.
2. Die experimentelle Bestimmung der Schleifenverstärkung $|\beta A|$ ist zwar in einfachen Fällen möglich (Bild 13.7), aber mühsam. Die gleichzeitige Bestimmung des Phasenwinkels arg βA liegt außerhalb der Möglichkeiten eines allgemein ausgerüsteten Labors oder Prüffeldes.
3. Die experimentelle Untersuchung der offenen Schleife erfordert ihr Auftrennen und ist deshalb im Produktionsmaßstab kaum durchführbar.

Die Phasensicherheit ist also praktisch nicht direkt meßbar. Es sind andere Verfahren wünschenswert, die eine experimentelle Abschätzung der relativen Stabilität einer Opera-

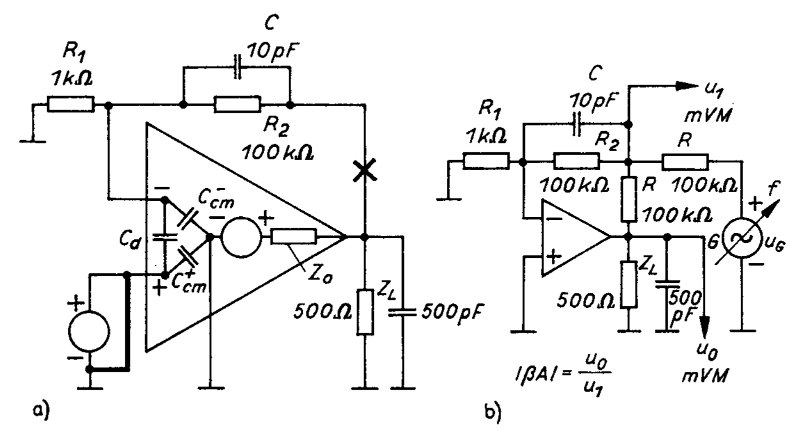


Bild 13.7. Messung der Schleifenverstärkung $|\beta A|$ einer einfachen Operationsschaltung

Die Rückkopplungsschleife wird an geeigneter Stelle unterbrochen (a) und über einen relativ großen Widerstand $R = 100\ \text{k}\Omega$, der den Operationsverstärker im linearen Bereich hält, wieder geschlossen (b). Ein weiterer Widerstand R und ein Sinusgenerator G werden zur Aussteuerung der Schleife benutzt. Mit Hilfe von zwei Wechselspannungsvoltmetern kann ein Wertepaar u_1 und u_0 zur Berechnung eines Punktes der Charakteristik $|\beta A| = u_0/u_1$ abgelesen werden. Vgl. mit der Messung der Verstärkung des Operationsverstärkers entsprechend Bild 5.10

[1]) Diese Regel formuliert ausreichende Bedingungen für eine unbedingte Stabilität der Operationsschaltung. Die Einhaltung dieser Regel garantiert aber kein optimales Einschwingen im Impulsbetrieb (Abschn. 9.).

tionsschaltung als Ganzes ermöglichen. Zwei abgeleitete Kennwerte für die relative Stabilität sind zur Hand: die Resonanzüberhöhung und das relative Überschwingen. Der erste ist ein Kennwert aus dem Frequenzbereich, der zweite ein Kennwert aus dem Zeitbereich (Bild 13.8).

Die *Resonanzüberhöhung* M_r ist die maximale Überhöhung des Frequenzganges der Verstärkung G einer Operationsschaltung über der idealen Verstärkung $|G_I|$:

$$M_r = \max_f \left|\frac{G}{G_I}\right|. \tag{13.4}$$

Das *relative Überschwingen* Y_p ist die relative Größe des ersten Überschwingens $u_{ap1} - U_a$ der Sprungantwort einer Operationsschaltung über den eingeschwungenen Wert U_a:

$$Y_p = \frac{u_{ap1}}{U_a} - 1. \tag{13.5}$$

Die Resonanzüberhöhung wird gewöhnlich in dB und das relative Überschwingen in Prozent angegeben.

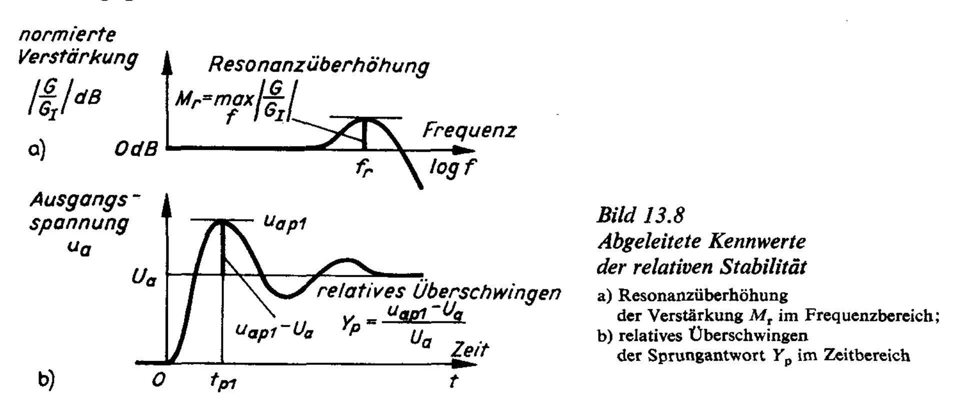


Bild 13.8
Abgeleitete Kennwerte der relativen Stabilität
a) Resonanzüberhöhung der Verstärkung M_r im Frequenzbereich;
b) relatives Überschwingen der Sprungantwort Y_p im Zeitbereich

Beide abgeleiteten Kennwerte werden in der Praxis nur in Widerstandsoperationsschaltungen mit frequenzunabhängiger idealer Verstärkung benutzt. Nur in solchen Schaltungen ist die Resonanzüberhöhung M_r mit der maximalen Amplitudenüberhöhung der Ausgangsspannung u_a identisch und daher direkt meßbar (Bild 13.9a). Die Sprungantwort strebt in diesen Schaltungen (aber auch in einigen anderen) dem eingeschwungenen Wert U_a zu (Bild 13.9b).

Bei der praktischen Messung von Resonanzüberhöhung und relativem Überschwingen ist zu beachten, daß es sich um lineare Charakteristika handelt. Die Amplitude der sinusförmigen oder der sprunghaften Aussteuerung sollte klein – in der Größenordnung von 10 bis 100 mV – gehalten werden, damit die Meßergebnisse nicht durch die Nichtlinearitäten des Operationsverstärkers beeinflußt werden.

Bei Vernachlässigung der Differenz zwischen den Verstärkungen G_∞ und G_I und der Vorwärtsverstärkung G_0 selbst ist

$$M_r = \max_f \left|\frac{\beta A}{1 + \beta A}\right| = \max_f \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{|\beta A|^2} + \frac{2}{|\beta A|}\cos(\operatorname{arc}\beta A)}}. \tag{13.4a}$$

Die Resonanzüberhöhung ist eigentlich ein Kennwert für die Überhöhung des Fehlerfaktors $|\beta A/(1 + \beta A)|$. In einer sicher stabilen Operationsschaltung nimmt der Fehlerfaktor monoton mit der Frequenz ab, und es tritt keine Überhöhung auf. In einer Schaltung an der Grenze der Stabilität führt die Charakteristik $\beta A\,(\mathrm{j}f)$ nahe am kritischen Punkt $-1 + \mathrm{j}0$ vorbei. Der Nenner $|1 + \beta A|$ sinkt in der Nähe von f_c unter Eins, und der Fehlerfaktor steigt über Eins; die Operationsschaltung gerät in der Nähe der Grenzfrequenz f_c in Resonanz.

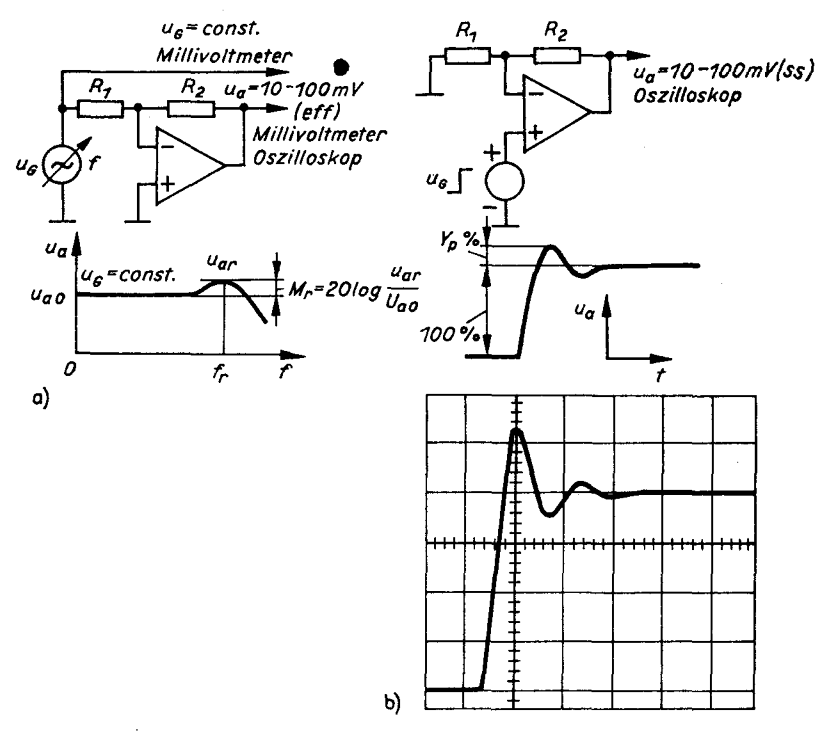


Bild 13.9. Messungen abgeleiteter Kennwerte

a) Resonanzüberhöhung M_r; b) relatives Überschwingen Y_p

Die Resonanzüberhöhung wird mit Hilfe zweier Millivoltmeter gemessen; ein Millivoltmeter überwacht die konstante Amplitude der Spannung des Sinusgenerators, das zweite mißt die Amplitude der Ausgangsspannung u_a. Nach Ermittlung des Extremwertes u_{ar} bei der Resonanzfrequenz f_r wird die Generatorfrequenz um eine Dekade erniedrigt, um einen niederfrequenteren Referenzwert u_{a0} zu erhalten. Das relative Überschwingen wird mit dem Oszilloskop gemessen. Dessen Empfindlichkeit wird so eingestellt, daß die eingeschwungenen Pegel der Sprungantwort mit der groben Teilung auf dem Schirm übereinstimmen, am besten mit einem Abstand von vier Teilstrichen (4 cm). Die feine Einteilung (2 mm) entspricht dann einem Überschwingen von 5%, und Zwischenwerte werden abgeschätzt. In beiden Fällen wird eine niedrige Ausgangsaussteuerung gewählt

Die Zuordnung aller drei (oder vier) Kennwerte der relativen Stabilität ist von der konkreten Form der Frequenzcharakteristik $\beta A\,(\mathrm{j}f)$ abhängig. Diese konkrete Bedingtheit ist jedoch nicht so stark, als daß die Zuordnung von Φ_m, M_r und Y_p nicht verallgemeinert werden könnte. Der praktische Wert einer solchen Verallgemeinerung ist groß. Sie ermöglicht die indirekte Bestimmung der Phasensicherheit aus der experimentell gemessenen Überhöhung oder des Überschwingens ohne Auftrennen der Operationsschaltung und ohne ausführliche Untersuchung ihrer inneren Struktur.

In den folgenden Abschnitten werden zwei Musterbeispiele untersucht: Eine praktisch nicht realisierbare, aber doch interessante Operationsschaltung ν-ter Ordnung und eine praktisch wichtige Operationsschaltung 2. Ordnung.

13.1.4. Operationsschaltung ν-ter Ordnung

Das erste Beispiel stellt ein rein mathematisches Modell dar. Bei seiner Herleitung gehen wir von dem aus, was wir bereits wissen.

Eine Operationsschaltung mit der Übertragungsfunktion der offenen Schleife

$$\beta A = \frac{\omega_c}{s}$$

ist eine Operationsschaltung 1. Ordnung:

$$G = G_I \frac{\beta A}{1+\beta A} = \frac{G_I}{1+s/\omega_c}.$$

Deren Sprungantwort bei konstanter Verstärkung G_I ist eine *Exponentialfunktion.* Eine Operationsschaltung mit der Übertragungsfunktion der offenen Schleife

$$\beta A = \left(\frac{\omega_c}{s}\right)^2$$

ist eine Operationsschaltung 2. Ordnung:

$$G = \frac{G_I}{1+(s/\omega_c)^2}.$$

Deren Sprungantwort bei konstanter Verstärkung G_I ist eine ungedämpfte *Sinusfunktion.* Die komplexen Charakteristika $\beta A\,(jf)$ der beiden Fälle stimmen mit der negativen imaginären bzw. mit der negativen reellen Achse der Ebene (βA) in Bild 13.10 überein.

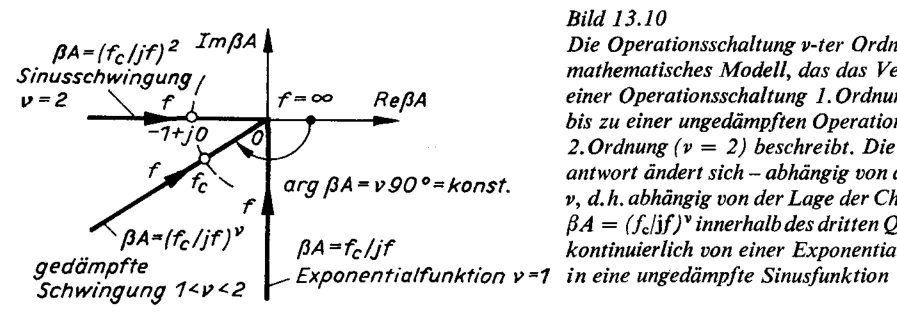


Bild 13.10
Die Operationsschaltung ν-ter Ordnung ist ein mathematisches Modell, das das Verhalten einer Operationsschaltung 1. Ordnung ($\nu = 1$) bis zu einer ungedämpften Operationsschaltung 2. Ordnung ($\nu = 2$) beschreibt. Die Sprungantwort ändert sich – abhängig von der Ordnung ν, d.h. abhängig von der Lage der Charakteristik $\beta A = (f_c/jf)^\nu$ innerhalb des dritten Quadranten – kontinuierlich von einer Exponentialfunktion in eine ungedämpfte Sinusfunktion

Es ist nicht schwer einzusehen, daß es ein Übergangsgebiet zwischen den beiden Extremfällen geben müßte, das durch *gedämpfte Schwingungen* charakterisiert ist. Wir modellieren dieses Übergangsverhalten durch eine Übertragungsfunktion der offenen Schleife

$$\beta A = \left(\frac{\omega_c}{s}\right)^\nu, \quad 1 < \nu < 2 \tag{13.6}$$

mit einem nichtganzzahligen Exponenten ν oder durch eine Operationsschaltung ν-ter Ordnung mit der Verstärkung

$$G = \frac{G_I}{1+(s/\omega_c)^\nu}. \tag{13.7}$$

Die komplexe Charakteristik $\beta A\,(jf)$ ist eine gerade Linie, die durch den Ursprung geht (Bild 13.10). Wir ahnen, daß sich die relative Stabilität in dem Maße verschlechtert, wie

sich ν dem Wert 2 nähert, d.h. wie sich die Gerade $\beta A\,(\mathrm{j}f)$ dem kritischen Punkt $-1 + \mathrm{j}0$ nähert. Wir werden dies mit einer Untersuchung der Phasensicherheit, der Resonanzüberhöhung und des Überschwingens überprüfen.

Bild 13.11 zeigt die Bode-Diagramme der offenen Schleife. Die Amplitudencharakteristika

$$|\beta A| = \left(\frac{f_c}{f}\right)^{\nu} \tag{13.6a}$$

bilden eine Schar von Geraden mit der Steigung $-\nu \times 20$ dB/Dekade. Die Phasencharakteristika

$$\arg \beta A = -\nu \times 90° \tag{13.6b}$$

bilden eine Schar paralleler Geraden mit einem Abstand von $\nu \times 90°$ unter der Achse. Die Phase der offenen Schleife ist unabhängig von der Frequenz, und die Phasensicherheit entsprechend Gl. (13.1) hat den Wert

$$\Phi_m = (2 - \nu) \times 90°, \tag{13.8}$$

der von 90° auf Null sinkt, wenn ν von 1 auf 2 anwächst. Dieses Ergebnis ist eine elegante Bestätigung der allgemeinen Beziehung zwischen der Neigung der Amplitudencharakteristik $|\beta A\,(\mathrm{j}f)|$ in der Nähe der Grenzfrequenz und der Phasensicherheit Φ_m, siehe Abschn. 13.1.2. und Gln. (13.3a) und (13.3b).

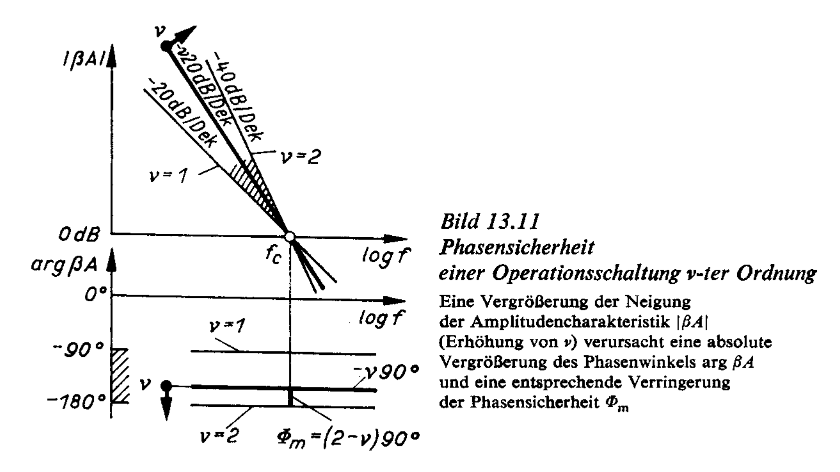


Bild 13.11
Phasensicherheit einer Operationsschaltung ν-ter Ordnung
Eine Vergrößerung der Neigung der Amplitudencharakteristik $|\beta A|$ (Erhöhung von ν) verursacht eine absolute Vergrößerung des Phasenwinkels arg βA und eine entsprechende Verringerung der Phasensicherheit Φ_m

Am gleichen Beispiel demonstrieren wir auch die zweite allgemeine Abhängigkeit, die Beziehung zwischen der Resonanzüberhöhung M_r und der Phasensicherheit Φ_m.

Bei konstantem Phasenwinkel arg βA erreicht Gl. (13.4a) bei einer Frequenz f_r, bei der

$$|\beta A| \cos(\arg \beta A) = -1$$

gilt, einen Extremwert. Eine Resonanz ist durch die Bedingung $\cos(\arg \beta A) < 0$ gegeben, d.h. $\nu > 1$ oder $\Phi_m < 90°$, entsprechend den Gln. (13.6b) und (13.8). Einsetzen in Gl. (13.4a) ergibt

$$\left.\begin{aligned} M_r &= \frac{1}{|\sin(\arg \beta A)|} = \frac{1}{\sin \nu \times 90°} = \frac{1}{\sin \Phi_m}, \\ f_r &= f_c\,(-\cos \nu \times 90°)^{1/\nu} = f_c\,(\cos \Phi_m)^{1/\nu}. \end{aligned}\right\} \tag{13.9}$$

Die Resonanzüberhöhung M_r wächst mit abnehmender Phasensicherheit Φ_m vom Wert $M_r = 0$ dB bei der Frequenz $f_r = 0$ ($\nu = 1$, $\Phi_m = 90°$) über den Wert $M_r = 3$ dB bei der Frequenz $f_r = 0{,}794 f_c$ ($\nu = 1{,}5$, $\Phi_m = 45°$) bis ins Unendliche bei der Grenzfrequenz $f_r = f_c$ ($\nu = 2$, $\Phi_m = 0°$). Zum Vergleich mit dem zweiten Beispiel stellen wir fest (Abschn. 13.1.5), daß die Resonanzüberhöhung bei jedem Wert der Phasensicherheit $\Phi_m < 90°$ auftritt.

Um das Überschwingen Y_p zu bestimmen, genügt es, die erste Spitze u_{ap1} der Sprungantwort $u_a(t)$ in der normierten Form

$$\frac{u_a(t)}{U_a} = \mathscr{L}^{-1}\left\{\frac{1}{s}\,\frac{1}{1+(s/\omega_c)^\nu}\right\}$$

zu finden. U_a ist die eingeschwungene Ausgangsspannung. Die inverse Laplacetransformation ist durch Reihenentwicklung des letzten Ausdruckes ausführbar. Das Ergebnis ist:

$$\frac{u_a(t)}{U_a} = 1 - \sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k\,\frac{(\omega_c t)^{\nu k}}{\Gamma(\nu k + 1)}. \tag{13.10}$$

Γ ist die Gammafunktion (verallgemeinerte Fakultät). Es kann leicht gezeigt werden, daß die Reihe für beide Extremwerte $\nu = 1$ oder $\nu = 2$ nach der erwarteten Exponentialfunktion $1 - \exp(-\omega_c t)$ bzw. der ungedämpften Sinusfunktion $1 - \cos\omega_c t$ konvergiert.

Bild 13.12 faßt fünf verschiedene Sprungantworten zusammen, die durch Berechnung der Gl. (13.10) für ausgewählte Werte von ν erhalten wurden, die auch außerhalb des bisher betrachteten Intervalls $1 \leqq \nu \leqq 2$ liegen. Man beachte die qualitative Übereinstim-

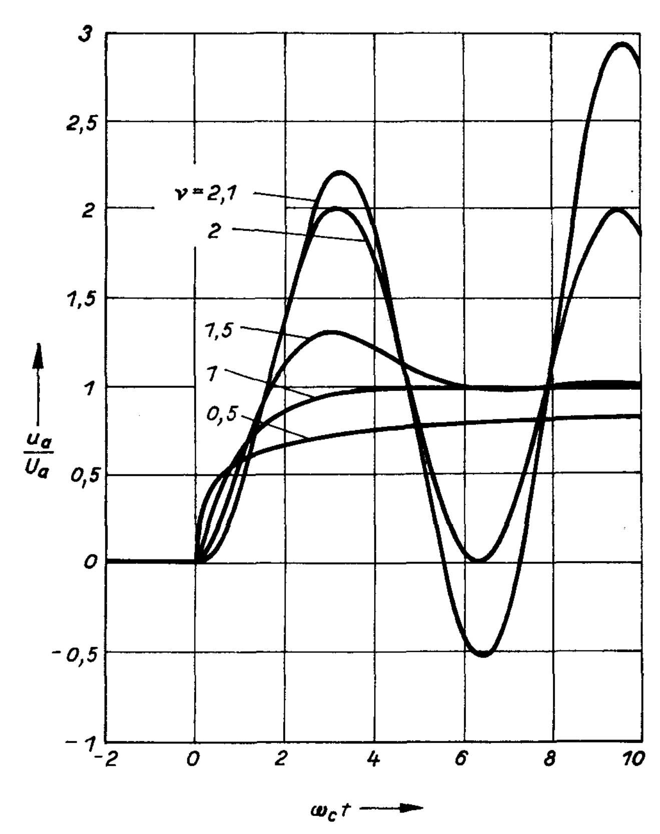


Bild 13.12
Normierte Sprungantwort einer Operationsschaltung ν-ter Ordnung mit der Verstärkung $G = G_I/(1 + (s/\omega_c)^\nu)$ für ausgewählte Werte von ν

$\nu = 0{,}5$: eine überkritisch gedämpfte (aperiodische) Sprungantwort; $\nu = 1$: eine exponentielle Sprungantwort (Grenze der Aperiodizität); $\nu = 1{,}5$: gedämpfte Schwingungen; $\nu = 2$: eine sinusförmige Sprungantwort (Grenze der Stabilität); $\nu = 2{,}1$: wachsende Schwingungen (Instabilität) Bemerkenswert ist das schnelle Unterschwingen und das lange Nachlaufen der überkritisch gedämpften Sprungantwort ($\nu = 0{,}5$), das an das Einschwingen eines Operationsverstärkers mit einem differenzierenden Frequenzpaar erinnert (vgl. Bild 9.6.)

mung der drei Sprungantworten für $\nu = 0{,}5$, 1 und 1,5 mit den Sprungantworten eines Operationsverstärkers mit einem Frequenzpaar. Das frühere differenzierende Frequenzpaar (Bild 9.6) kann als Versuch angesehen werden, einen sanften Frequenzabfall der Schleifenverstärkung mit einer Neigung von -10 dB/Dekade ($\nu = 0{,}5$) zu verwirklichen; die Sprungantwort zeigt in diesem Fall Unterschwingen und einen langen Nachlauf. Das integrierende Frequenzpaar (Bild 9.8) kann dagegen als Versuch angesehen werden, einen steileren Frequenzabfall der Schleifenverstärkung mit einer Neigung von -30 dB/Dekade ($\nu = 1{,}5$) zu verwirklichen; die Sprungantwort zeigt in diesem Fall je nach den Umständen Überschwingen und langes Nachlaufen oder gedämpfte Schwingungen. Ein optimales Einschwingen mit einer rein exponentiellen Sprungantwort entspricht einem Standardfrequenzabfall der Schleifenverstärkung mit einer Neigung von -20 dB/Dekade ($\nu = 1$).

Auch diese Schlußfolgerungen stimmen mit der früheren Erkenntnis vom Zusammenhang zwischen einem steilen Frequenzabfall der Schleifenverstärkung und einer schlechten relativen Stabilität der Operationsschaltung überein.

Tafel 13.1. Kennwerte der relativen Stabilität einer Operationsschaltung ν-ter Ordnung mit einer Verstärkung $G = G_I/[1 + (s/\omega_c)^\nu]$. Die Schrittweite der Ordnung ist $1/18 = 0{,}0\bar{5}$, entsprechend einer Schrittweite der Phasensicherheit Φ_m von 5° gemäß Gl. (13.8)

Phasensicherheit Φ_m	Resonanzüberhöhung M_r	Relatives Überschwingen Y_p	Ordnung ν	Normierte Resonanzfrequenz f_r/f_c	Normierte Überschwingzeit $\omega_c t_{p1}$
90°	0 dB	0 %	1	0	∞
85°	0,0 dB	1,3%	1,056	0,099	5,26
80°	0,1 dB	3,2%	1,111	0,207	4,25
75°	0,3 dB	5,7%	1,167	0,314	3,75
70°	0,5 dB	8,7%	1,222	0,416	3,44
65°	0,9 dB	12,1%	1,278	0,510	3,25
60°	1,3 dB	15,9%	1,333	0,595	3,12
55°	1,7 dB	20,2%	1,389	0,670	3,04
50°	2,3 dB	24,9%	1,444	0,736	2,98
45°	3,0 dB	30,0%	1,500	0,794	2,95
40°	3,8 dB	35,6%	1,556	0,843	2,94
35°	4,8 dB	41,7%	1,611	0,884	2,94
30°	6,0 dB	48,3%	1,677	0,918	2,95
25°	7,5 dB	55,4%	1,722	0,944	2,97
10°	9,3 dB	63,1%	1,778	0,966	2,99
25°	11,7 dB	71,3%	1,833	0,981	3,02
10°	15,2 dB	80,2%	1,889	0,992	3,06
5°	21,2 dB	89,8%	1,944	0,998	3,10
0°	∞	100%	2	1	π

Tabelle 13.1 faßt die Größen aller drei Kennwerte der relativen Stabilität Φ_m, M_r und Y_p für ausgewählte Werte von ν zusammen, wie sie aus den Gln. (13.8) bis (13.10) berechnet wurden.

13.1.5. Operationsschaltung 2. Ordnung

Eine der Operationsschaltungen mit einer fragwürdigen relativen Stabilität ist die gedämpfte Operationsschaltung 2. Ordnung. Wir sind dieser Schaltung in den vorangegangenen Abschnitten 7.4.4., 9.3.1. und 12.3.2. bereits mehrfach begegnet und immer in Verbindung mit einer Tendenz zum Schwingen. Dieses Verhalten ist eine Folge eines uner-

wünschten Pols in der Übertragungsfunktion der offenen Schleife, der verschiedene Ursachen haben kann.

Wir betrachten daher eine Operationsschaltung mit einer Übertragungsfunktion der offenen Schleife

$$\beta A = \frac{\omega_1}{s(1 + s/\omega_P)}, \tag{13.11}$$

die nach Einführung eines Poles bei der Frequenz ω_P aus dem Standardfrequenzabfall von -20 dB/Dekade (der Faktor ω_1/s) hervorgeht (Bild 13.13a). Die entsprechende Verstärkung der geschlossenen Operationsschaltung

$$G = G_I \frac{\beta A}{1 + \beta A} = \frac{G_I}{1 + s/\omega_1 + s^2/\omega_1\omega_P}$$

kann als Verstärkung einer Operationsschaltung 2. Ordnung

$$G = \frac{G_I}{1 + 2\zeta s/\omega_n + s^2/\omega_n^2} \tag{13.12}$$

mit einer gedämpften Eigenfrequenz

$$\omega_n = \sqrt{\omega_1 \omega_P} \tag{13.13}$$

und dem Dämpfungsverhältnis

$$\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\omega_P}{\omega_1}} \tag{13.14}$$

geschrieben werden.

Das dynamische Verhalten eines durch Gl. (13.12) bei konstanter Verstärkung G_I beschriebenen Systems ist gut bekannt [118], und wir beschränken uns deshalb auf die

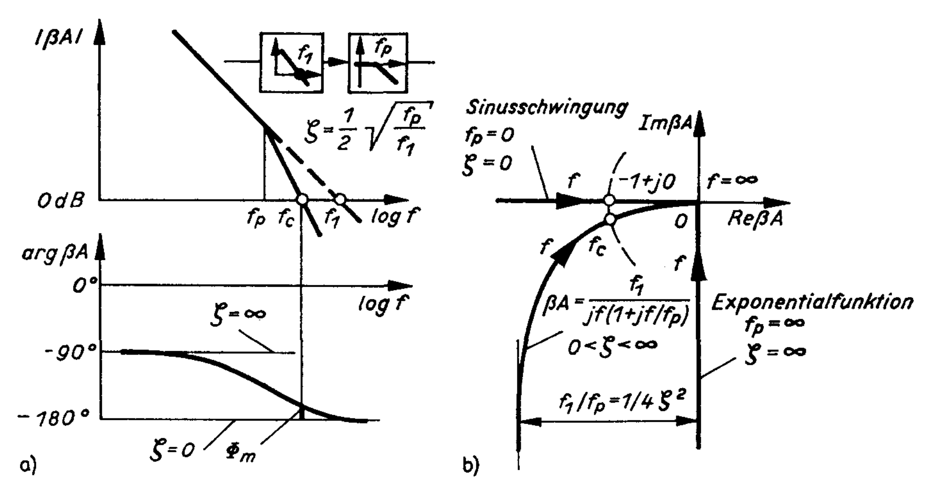


Bild 13.13. Operationsschaltung 2. Ordnung

a) Die offene Schleife enthält ein Verzögerungsnetzwerk mit einem Pol bei der Frequenz f_P, der die ursprüngliche Schleifenverstärkung $\beta A = f_1/jf$ in die Form $\beta A = f_1/(jf(1 + jf/f_P))$ verändert; b) durch Verschiebung der Frequenz f_P von ∞ nach 0, d.h. durch Annäherung der Charakteristik βA (jf) an den Punkt $-1 + j0$, geht die Sprungantwort der Operationsschaltung von einer Exponentialfunktion in eine ungedämpfte Sinusschwingung über

Zusammenfassung von Ergebnissen. Die Konstanten ω_n und ζ betrachten wir vorläufig als unabhängige Parameter ohne gegenseitige Beeinflussung und ohne jede Beziehung zur bestimmenden Lage der Frequenzen ω_1 und ω_P (vgl. dagegen Abschn. 13.1.6.).

Das Wesen der Frequenz- und Sprungantwort wird vom Dämpfungsverhältnis ζ selbst bestimmt, die ungedämpfte Eigenfrequenz ω_n normiert nur die Frequenz- und die Zeitachse. Ein Grenzwert für das Dämpfungsverhältnis im Bild 13.14 ist mit dem Punkt $\zeta = 1$, der aperiodischen Grenze, gegeben. Oberhalb dieses Punktes liegt der Bereich mit einer aus zwei Exponentialfunktionen bestehenden aperiodischen Sprungantwort, unterhalb dieses Punktes liegt der Bereich gedämpfter Schwingungen. In diesem Bereich ist nur der zweite, durch ein Überschwingen in der Sprungantwort charakterisierte Abschnitt $0 \leqq \zeta \leqq 1$ von Interesse. Es ist interessant, daß eine Resonanzüberhöhung der Verstärkung nur in dem Teil $0 < \zeta < 0{,}707$ auftritt.

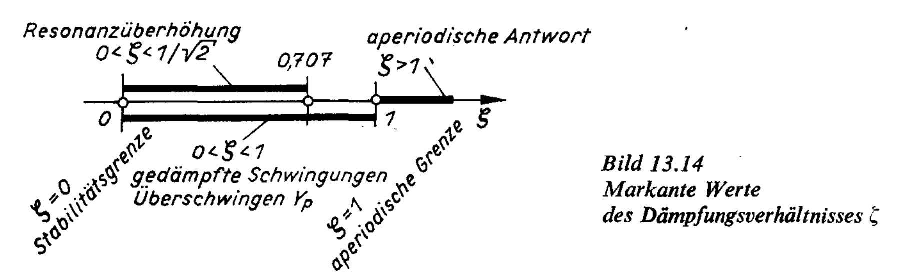


Bild 13.14
Markante Werte des Dämpfungsverhältnisses ζ

Die normierte Sprungantwort einer Operationsschaltung mit einer Verstärkung entsprechend Gl. (13.12) ist bei $0 < \zeta < 1$ eine gedämpfte Sinusfunktion (Bild 13.15):

$$\frac{u_a(t)}{U_a} = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\left(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}\, t + \arccos \zeta\right). \tag{13.15}$$

Diese beginnt immer mit der Steigung Null und schwingt mit gedämpften Sinusschwingungen der Frequenz

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \tag{13.16}$$

um den Endwert +1.

Das Maximum des ersten Überschwingens tritt nach der Zeit

$$t_{p1} = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \tag{13.17a}$$

auf und erreicht eine relative Größe

$$Y_p = e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}}. \tag{13.17b}$$

Der normierte Frequenzgang der Verstärkung der Operationsschaltung (Bild 13.16)

$$\frac{|G|}{G_I} = \frac{1}{\sqrt{(1 - f^2/f_n^2)^2 + 4\zeta^2 f^2/f_n^2}} \tag{13.18}$$

zeigt für $\zeta < 1/\sqrt{2} = 0{,}707$ eine Resonanzüberhöhung

$$M_r = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \tag{13.19a}$$

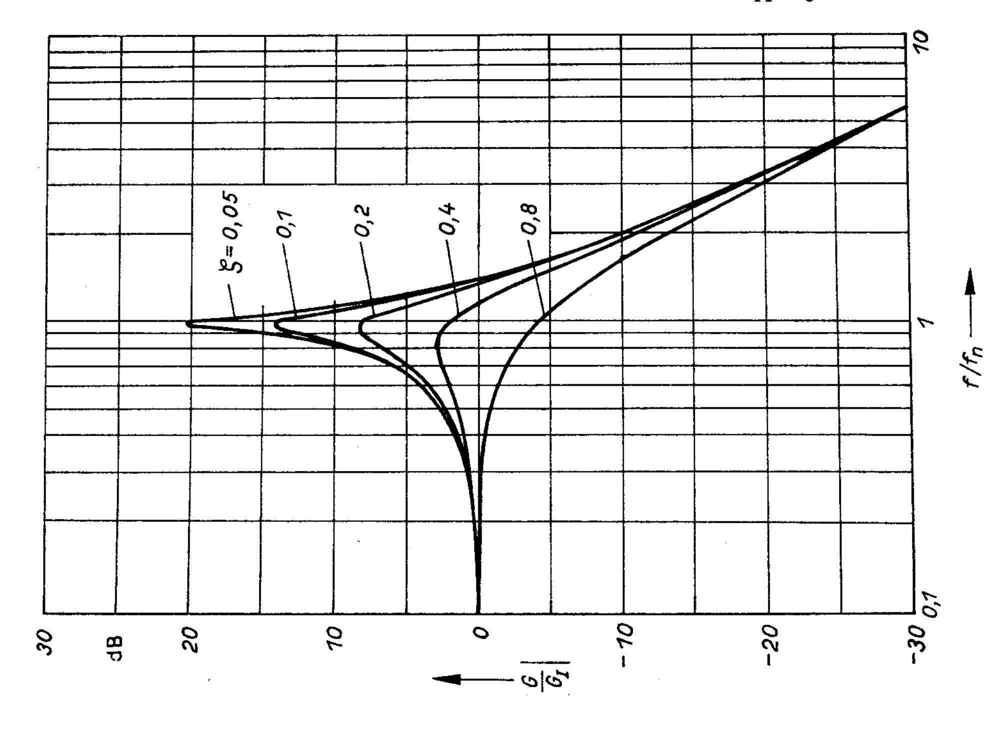


Bild 13.16. Normierte Verstärkung einer Operationsschaltung 2. Ordnung entsprechend Gl. (13.18.) bei verschiedenen Werten des Dämpfungsverhältnisses ζ

Bild 13.15. Normierte Sprungantwort einer Operationsschaltung 2. Ordnung entsprechend Gl. (13.15.) bei verschiedenen Werten des Dämpfungsverhältnisses ζ

bei der Resonanzfrequenz

$$f_r = f_n\sqrt{1 - 2\zeta^2}. \tag{13.19b}$$

Die Phasensicherheit erreicht nach Bild 13.13a den Wert $\Phi_m = 90° - \operatorname{arctg} f_c/f_P$, oder

$$\Phi_m = 90° - \operatorname{arctg}\frac{1}{2\zeta\sqrt{\sqrt{4\zeta^4 + 1} + 2\zeta^2}}, \tag{13.20}$$

nachdem für die Grenzfrequenz f_c der Ausdruck

$$f_c = \frac{f_n}{\sqrt{\sqrt{4\zeta^4 + 1} + 2\zeta^2}} \tag{13.21}$$

eingesetzt wurde.

Tafel 13.2 faßt die Größen aller drei Kennwerte für die relative Stabilität zusammen, die aus den Gln. (13.17), (13.19) und (13.20) für geeignet gewählte Werte des Dämpfungsverhältnisses ζ berechnet wurden. Bei kleiner Phasensicherheit $\Phi_m < 30°$ ist die Übereinstimmung mit Tafel 13.1 ziemlich gut, bei üblicheren Werten $\Phi_m > 60°$ sind die abgeleiteten Kennwerte M_r und Y_p einer Operationsschaltung zweiter Ordnung etwas günstiger.

Zur Bestimmung der Phasensicherheit aus experimentell gemessenen Werten von Überschwingen oder Resonanzüberhöhung wird Tafel 13.2 bevorzugt, weil sie der Realität näher kommt. Eine schnelle Umsetzung der gemessenen Daten ist mit Hilfe des Diagramms Bild 13.17 möglich. Soll die Operationsschaltung mit einer Phasensicherheit von mindestens 60° stabil sein, so darf die Resonanzüberhöhung im Frequenzbereich 0,5 dB das relative Überschwingen im Zeitbereich 10% nicht übersteigen. Weniger strenge

Tafel 13.2. Kennwerte der relativen Stabilität einer Operationsschaltung zweiter Ordnung mit einer Verstärkung $G = G_1/(1 + 2\zeta s/\omega_n + s^2/\omega_n^2)$

Phasensicherheit Φ_m	Resonanzüberhöhung M_r	Relatives Überschwingen Y_p	Relatives Dekrement $D = 1/Y_p^2$	Dämpfungsverhältnis ζ	Normierte Resonanzfrequenz f_r/f_n	Normierte Überschwingzeit $\omega_n t_{p1}$
90°	–	–	–	∞	–	–
85°	–	–	–	1,687	–	–
80°	–	–	–	1,182	–	–
75°	–	0,0%	$>10^8$	0,949	–	9,96
70°	–	1,4%	$>10^3$	0,803	–	5,27
65°	0,0 dB	4,7%	450	0,697	0,168	4,38
60°	0,3 dB	8,8%	130	0,612	0,501	3,97
55°	0,8 dB	13,3%	56,8	0,541	0,644	3,74
50°	1,5 dB	18,1%	30,5	0,478	0,737	3,58
45°	2,3 dB	23,3%	18,4	0,420	0,804	3,46
40°	3,3 dB	28,9%	11,9	0,367	0,855	3,38
35°	4,4 dB	35,0%	8,2	0,317	0,894	3,31
30°	5,7 dB	41,6%	5,8	0,269	0,925	3,26
25°	7,3 dB	48,9%	4,2	0,222	0,949	3,22
20°	9,2 dB	56,9%	3,1	0,176	0,969	3,19
15°	11,7 dB	65,9%	2,3	0,132	0,982	3,17
10°	15,2 dB	75,9%	1,7	0,087	0,992	3,15
5°	21,2 dB	87,2%	1,3	0,044	0,998	3,14
0°	∞	100%	1	0	1	π

Grenzen von $M_r \approx 2{,}5$ dB und $Y_p \approx 25\,\%$ entsprechen einem Kompromißwert der Phasensicherheit von $\Phi_m = 45°$.

Die vierte Spalte in Tafel 13.2 enthält die Werte des *relativen Dekrements D*. Dies ist ein anderer Kennwert für die relative Stabilität im Zeitbereich, der eine feinere Unterteilung von weniger stabilen Operationsschaltungen mit einem Phasenrand unter 30° ermöglicht.

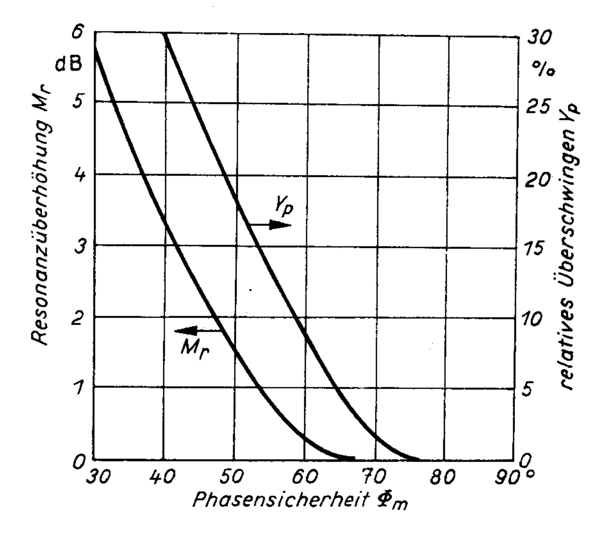


Bild 13.17
Relatives Überschwingen Y_p und Resonanzüberhöhung M_r in Abhängigkeit von der Phasensicherheit Φ_m
Exakt gültig für eine Widerstandsoperationsschaltung 2. Ordnung (Tafel 13.2.) und annähernd gültig für jede unterkritisch gedämpfte Widerstandsoperationsschaltung

Das relative Dekrement ist das Verhältnis der Maxima des ersten und des zweiten Überschwingens der Sprungantwort,

$$D = e^{2\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}}. \tag{13.22}$$

Der Vergleich mit Gl. (13.17b) zeigt, daß das relative Dekrement D einer Operationsschaltung 2. Ordnung nur ein anderer Ausdruck für das relative Überschwingen Y_p ist,

$$D = \frac{1}{Y_p^2}. \tag{13.23}$$

Aus Tafel 13.2 ergibt sich eine praktische Schlußfolgerung: In einer stabilen Operationsschaltung ist die Dämpfung der Eigenschwingungen so groß, daß das zweite Überschwingen bei direkter Beobachtung an einem Oszilloskop nicht sichtbar ist – es ist mehr als hundertmal kleiner als das erste Überschwingen.

13.1.6. Kapazitive Ausgangslast

Der mehr theoretische erste Teil dieses Abschnittes wird nun mit einer praktischen Veranschaulichung abgeschlossen. Eine kapazitive Belastung des Eingangs- und Ausgangsanschlusses eines Operationsverstärkers ist vielleicht die häufigste Ursache einer verschlechterten Stabilität der Operationsschaltung. Der Wirkungsmechanismus wird am Beispiel eines kapazitiv belasteten Spannungsfolgers nach Bild 13.18 erläutert.

Ein Operationsverstärker mit der Standardverstärkung $A = f_t/\mathrm{j}f$ wird durch seine Transitfrequenz f_t und den reellen Ausgangswiderstand R_0 charakterisiert. Sein Eingangswiderstand wird vernachlässigt, und seine Eingangskapazität wird entweder in C_L berücksichtigt oder ebenfalls vernachlässigt.

Das Verzögerungsnetzwerk R_0C_L führt einen Pol bei der Frequenz

$$f_P = \frac{1}{2\pi C_L R_0} \tag{13.24}$$

in die Übertragungsfunktion der offenen Schleife ein und verändert den ursprünglich frequenzunabhängigen Rückkopplungsfaktor von Eins in die Form

$$\beta = \frac{1}{1 + jf/f_P}.$$

Die Schleifenverstärkung nimmt die Form

$$\beta A = \frac{f_t}{jf(1 + jf/f_P)}$$

an, worin wir im Prinzip Gl. (13.11) wiedererkennen. Ein kapazitiv belasteter Spannungsfolger verhält sich wie eine Widerstandsoperationsschaltung 2. Ordnung mit einer Eigenfrequenz

$$f_n = \sqrt{f_t f_P} = \sqrt{\frac{f_t}{2\pi C_L R_0}} \tag{13.25}$$

und einem Dämpfungsverhältnis

$$\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{f_P}{f_t}} = \frac{1}{2\sqrt{2\pi f_t C_L R_0}} \tag{13.26}$$

entsprechend den Gln. (13.13) und (13.14).

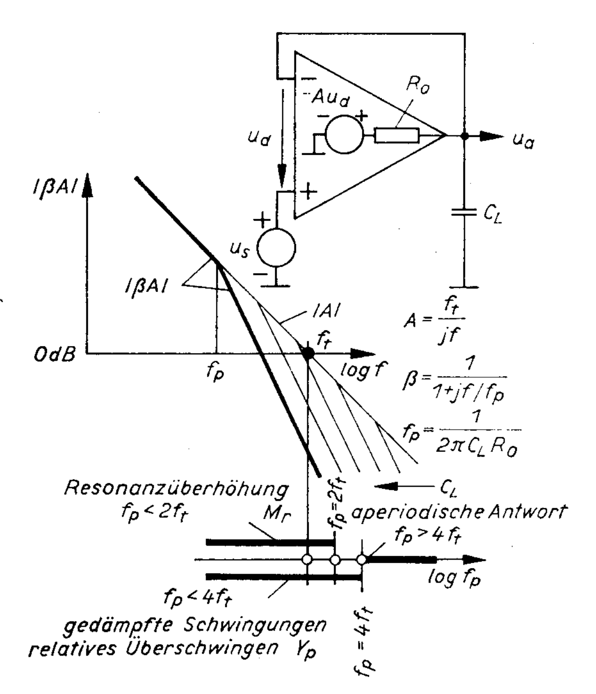


Bild 13.18
Beispiel einer Widerstandsoperationsschaltung 2. Ordnung – ein mit einem Kondensator C_L belasteter Spannungsfolger

Die Form der Sprungantwort wird durch die Lage der Polfrequenz $f_P = 1/2\pi C_L R_0$ und der Transitfrequenz f_t zueinander bestimmt. Mit Vergrößerung der kapazitiven Last geht die ursprünglich aperiodische Sprungantwort über die Grenze der Aperiodizität ($f_P = 4f_t$) in gedämpfte Schwingungen über. Eine Resonanzüberhöhung tritt bei $f_P < 2f_t$ auf

Bevor wir zur Untersuchung der Sprungantwort übergehen, konstatieren wir einen Fakt, der zu einer allgemeinen Erkenntnis über die relative Stabilität einer Operationsschaltung erweitert werden kann: Der Dämpfungsgrad der Sprungantwort verschlechtert sich im allgemeinen mit steigender Transitfrequenz des Operationsverstärkers. Je höher die Transitfrequenz eines Operationsverstärkers, um so schwieriger wird es, eine bestimmte Phasensicherheit zu erreichen. Neben internen Beschränkungen (übermäßige Phasendrehung eines lateralen pnp-Transistors) war dies der zweite Grund, der zur Festlegung der Transitfrequenz von Universaloperationsverstärkern auf einen Kompromißwert von etwa 1 MHz – nicht sehr hoch, aber auch nicht zu niedrig – beigetragen hat.

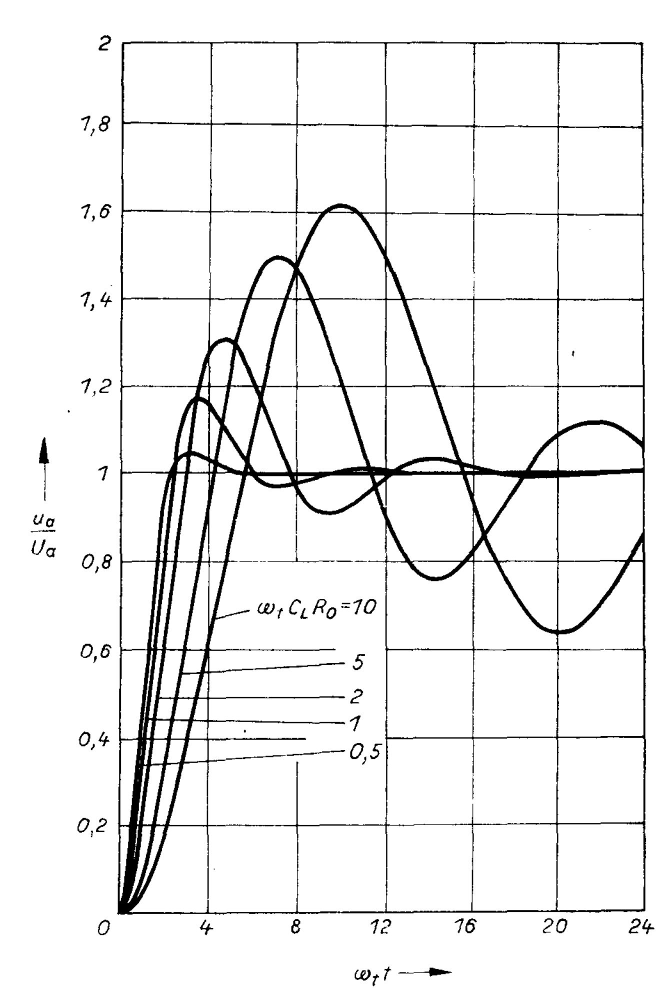


Bild 13.19
Normierte Sprungantwort eines mit einem Kondensator C_L belasteten Spannungsfolgers
Parameter ist die relative Lastkapazität $\omega_t C_L R_0$, s. Tafel 13.3

Die obige Erkenntnis ist leicht zu verstehen. Eine Erhöhung der Transitfrequenz bei gegebener kapazitiver Last hebt den Knickpunkt bei der Frequenz f_P an. Dieselbe Wirkung hat natürlich eine Erhöhung der Lastkapazität. Es fällt an, daß die Lastkapazität C_L Überschwingen oder Resonanzüberhöhung verursacht, noch bevor der Knickpunkt bei der Frequenz f_P über die 0-dB-Achse aufsteigt (Bild 13.18).

Bild 13.19 zeigt die Sprungantworten des untersuchten Spannungsfolgers, normiert auf eine feste Transitfrequenz f_t. Obwohl die dargestellten Sprungantworten Gl.(13.15) zur

Tafel 13.3. Relative Stabilität eines mit einem Kondensator C_L belasteten Spannungsfolgers (Bild 13.18). Einem unterkritischen Dämpfungsverhältnis $\zeta = 1/\sqrt{2} = 0{,}707$ entsprechen ein Überschwingen $Y_P = 4{,}3\,\%$ und gedämpfte Schwingungen mit der Frequenz $f_d = f_t$. Das kann für eine Abschätzung der Transitfrequenz (und allgemeiner der Grenzfrequenz) mit dem Oszilloskop verwendet werden, s. Text

Normierte kapazitive Last	Normierte Pollage	Dämpfungs-verhältnis	Normierte Frequenz der gedämpften Schwingungen	Phasen-sicherheit	Resonanz-überhöhung	Relatives Überschwingen
$\omega_t C_L R_0$	f_P/f_t	ζ	f_d/f_t	Φ_m	M_r	Y_p
0,01	100	5,000	–	89,4°	–	–
0,02	50	3,536	–	88,9°	–	–
0,05	20	2,236	–	87,1°	–	–
0,1	10	1,581	–	84,3°	–	–
0,2	5	1,118	–	78,9°	–	–
0,5	2	0,707	1,000	65,5°	0,0 dB	4,3 %
1	1	0,500	0,866	51,8°	1,2 dB	16,3 %
2	0,5	0,354	0,661	38,7°	3,6 dB	30,5 %
5	0,2	0,224	0,436	25,2°	7,2 dB	48,6 %
10	0,1	0,158	0,312	18,0°	10,1 dB	60,5 %
20	0,05	0,112	0,222	12,8°	13,1 dB	70,2 %
50	0,02	0,071	0,141	8,1°	17,0 dB	80,0 %
100	0,01	0,050	0,100	5,7°	20,0 dB	85,4 %

Grundlage haben, unterscheiden sie sich von den früheren Sprungantworten im Bild 13.15. Deren Parameter ist nicht das Dämpfungsverhältnis, sondern die Kapazität C_L, die nicht nur das Dämpfungsverhältnis, sondern auch die ungedämpfte Eigenfrequenz f_n entsprechend den Gln. (13.25) und (13.26) beeinflußt.

Die gedämpften Schwingungen klingen mit einer Frequenz

$$f_d = f_t \sqrt{\frac{1}{2\pi f_t C_L R_0}\left(1 - \frac{1}{8\pi f_t C_L R_0}\right)} \tag{13.27}$$

nach Gl. (13.16) ab, die sich in praktischen Fällen mit einer Phasensicherheit von rund 60° nicht allzusehr von der Transitfrequenz f_t des Operationsverstärkers unterscheidet (s. Tafel 13.3). Das kann für eine schnelle Abschätzung der Transitfrequenz eines Operationsverstärkers – oder allgemeiner und exakter für die Abschätzung der Grenzfrequenz einer Operationsschaltung – aus der Sprungantwort benutzt werden. Die Operationsschaltung wird durch kapazitive Belastung des Ausganges (oder Einganges) des Operationsverstärkers mit einem solchen Kondensator in einen schwach gedämpften Zustand gebracht, der ein Überschwingen von 5 bis 10 % in der Sprungantwort erzeugt. Die Frequenz der sich ergebenden gedämpften Schwingung ist annähernd gleich der Grenzfrequenz der Operationsschaltung f_c. Die Größe des Sprungs wird wieder klein gewählt.

Die Darlegung wird durch eine Reihe von Oszillogrammen im Bild 13.20 veranschaulicht.

13.2. Frequenzkompensation der Operationsschaltung

Der vorangegangene Teil dieses Abschnittes sollte den Zusammenhang zwischen geringer relativer Stabilität der Operationsschaltung und einem ungeeigneten Frequenzgang der

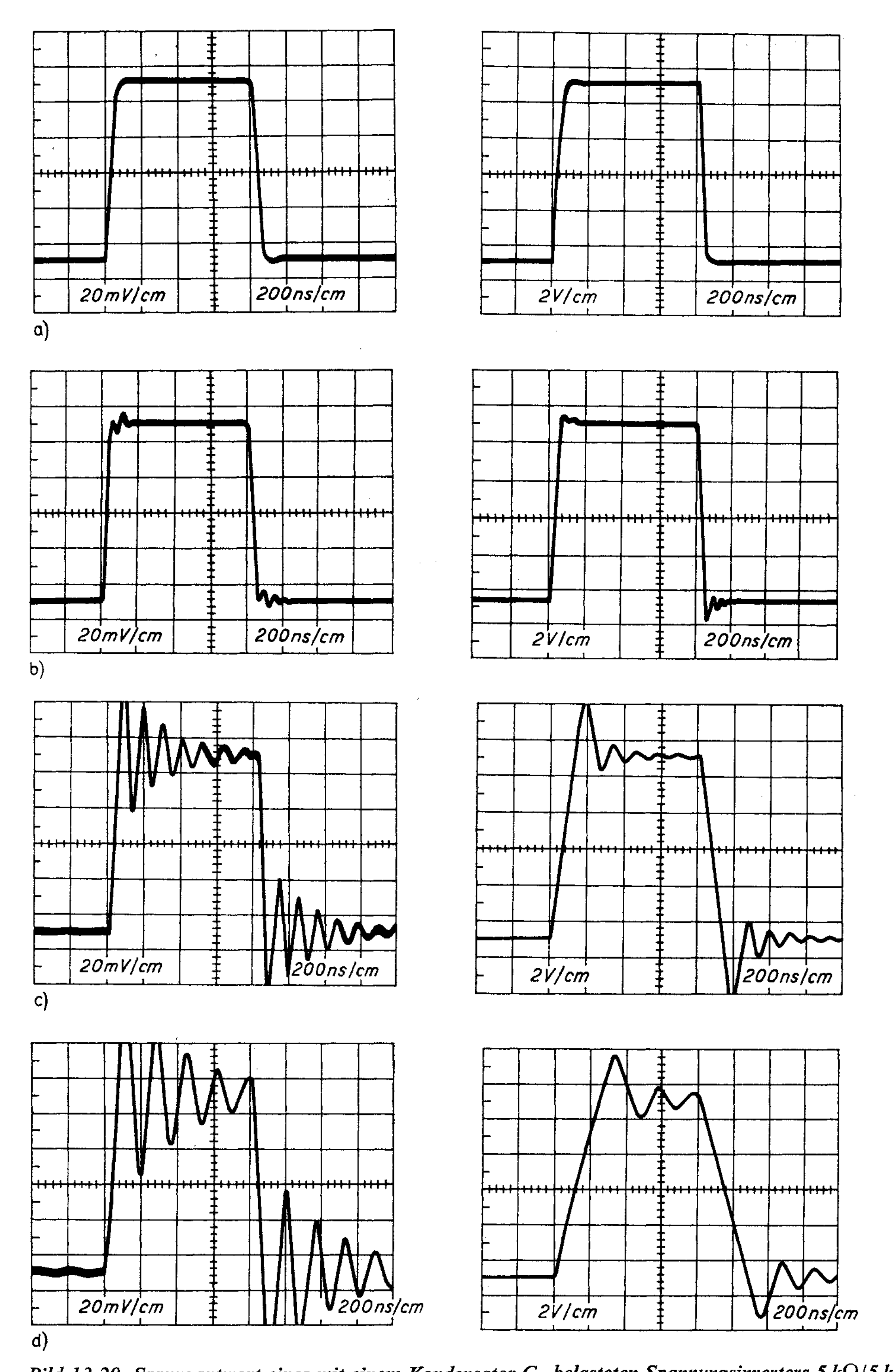


Bild 13.20. Sprungantwort eines mit einem Kondensator C_L belasteten Spannungsinverters 5 kΩ/5 kΩ

Die Oszillogramme wurden an einem schnellen Impulsoperationsverstärker WSH 115 (f_t = 15 MHz, R_0 = 100 Ω) aufgenommen. Die linke Serie entspricht einer kleinen Aussteuerung mit einem Sprung von 100 mV, die rechte Serie einer großen Aussteuerung mit einem Sprung von 10 V.

a) der Lastkondensator hat eine Kapazität von 0 F; b) von 100 pF; c) von 470 pF und d) von 1000 pF.

Die geringe Steilheit der Vorder- und Rückflanke bei großen Signalen wird durch die innere Begrenzung des Ausgangsstromes des Operationsverstärkers beim Aufladen eines großen Lastkondensators verursacht

Schleifenverstärkung zeigen. Ungenügende Stabilität kann in diesem Zusammenhang durch

- einen schlechten Entwurf der Operationsschaltung,
- eine ungeeignete Frequenzkompensation des Operationsverstärkers,
- Streureaktanzen der Operationsschaltung,
- Reaktanzen der Last und der Signalquelle und
- schlechte Stromversorgungen

verursacht werden. Die einzelnen Ursachen werden nun vom Standpunkt des Entwicklers einer Operationsschaltung aus diskutiert.

13.2.1. Kompensation des Differenzierers

Der Anwender beurteilt eine Operationsschaltung nur nach ihrem äußeren Verhalten, der Entwickler muß jedoch auch an die innere Funktion denken. In bezug auf die Rückkopplungsstabilität sind einige Aufgaben nicht mit der Technik von Operationsschaltungen oder nur durch einen Kompromiß lösbar. Wir begegneten einer solchen Aufgabe im Abschnitt 7.4.4. (Stromquelle für eine induktive Last). Die Differentiation einer zeitveränderlichen Spannung ist ein anderes Beispiel.

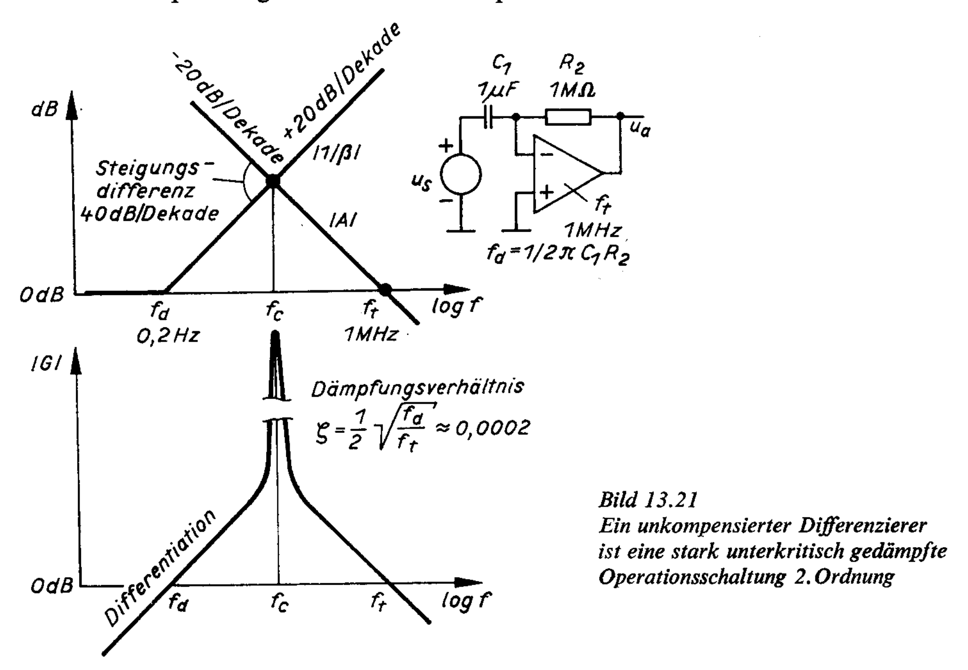


Bild 13.21
Ein unkompensierter Differenzierer ist eine stark unterkritisch gedämpfte Operationsschaltung 2. Ordnung

Die ideale Analyse des Paralleldifferenzierers im Bild 13.21 ergibt zwar die gewünschte Operationsgleichung

$$u_a = -C_1 R_2 \frac{du_s}{dt},$$

aber der Differenzierer schwingt. Das Rückkopplungsnetzwerk selbst fügt einen ausgeprägten Pol bei der Frequenz

$$f_d = \frac{1}{2\pi C_1 R_2}$$

in die offene Schleife ein *(charakteristische Differenziererfrequenz)*, der einem Verzögerungsnetzwerk R_2C_1 im Rückkopplungszweig entspricht. Die Steigungsdifferenz der beiden Charakteristika $|A|$ und $|1/\beta|$ nähert sich in der Umgebung der Grenzfrequenz dem kritischen Wert von 40 dB/Dekade. Der Differenzierer verhält sich wie eine stark unterkritisch gedämpfte Operationsschaltung mit einem Dämpfungsverhältnis

$$\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{f_d}{f_t}},$$

entsprechend Gl. (13.14), $\zeta = 0{,}0002$ für einen typischen langsamen Differenzierer ($\tau_d = C_1R_2 = 1$ s), realisiert mit einem gewöhnlichen Operationsverstärker. Die Resonanzüberhöhung verstärkt die Rauschkomponenten der Eingangsspannung in der Nähe der Grenzfrequenz und bewirkt eine zusätzliche Phasendrehung, die den Differenzierer zum Schwingen bringt.

Entsprechend den Regeln aus Abschnitt 13.1.2. wird die Stabilität des Differenzierers bei Verringerung des Frequenzabfalls der Schleifenverstärkung vor dem Ende des aktiven Frequenzbandes verbessert (Bild 13.22). Ein kleiner Widerstand R_1 führt eine Nullstelle bei der Frequenz

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}$$

ein, die den Abfall des Rückkopplungsfaktors β bei etwa R_1/R_2 beendet. Die Größe von R_1 wird so bestimmt, daß die sanfte Annäherung ungefähr eine halbe Dekade dauert. Daraus folgt nach einfacher Rechnung

$$\frac{R_1}{R_2} \approx 2\sqrt{\frac{f_d}{f_t}},$$

oder $R_1 \approx 0{,}001 R_2$ im früheren Zahlenbeispiel.

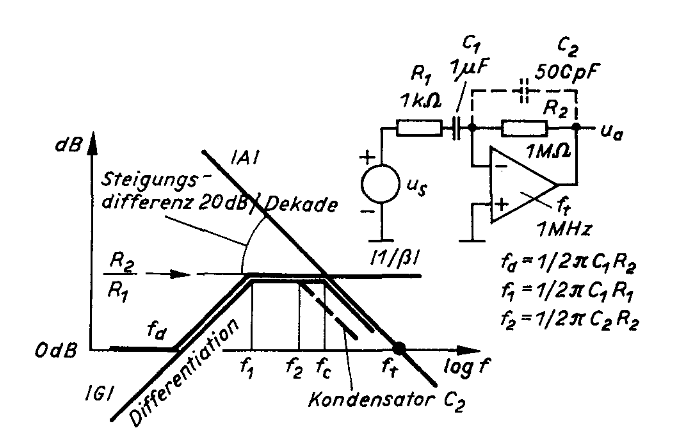


Bild 13.22
Frequenzkompensation eines Differenzierers, R_1 beseitigt die Resonanzüberhöhung, C_2 macht das Rauschband schmaler (gestrichelte Linie)

Die Differentiation ist eine ungünstige Operation, weil sie hochfrequente Rauschkomponenten hervorhebt, die nicht einmal im Spektrum des Eingangssignals enthalten sein müssen (Rauschen des Verstärkers). Der Analogrechner vermeidet die Differentiation durch implizite Rechnung und Integration.

Bei Verzicht auf das obere Ende des Frequenzbandes kann das Rauschen des Differenzierers mit Wahl eines größeren als durch Gl. (13.29) gegebenen Widerstandes R_1 und gegebenenfalls durch Einfügen eines Kondensators C_2 parallel zum Rückkopplungswiderstand R_2 verringert werden. Die Wirksamkeit der Kompensationsmaßnahmen wird durch die Oszillogramme im Bild 13.23 belegt.

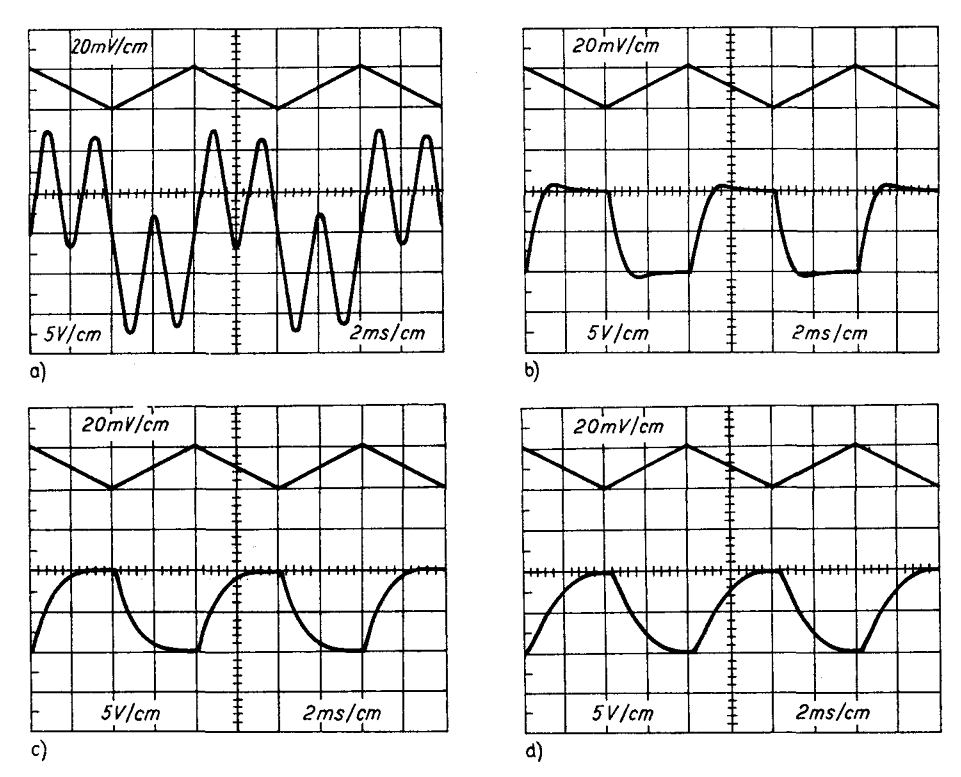


Bild 13.23. Kompensation eines Differenzierers

Ein Differenzierer (τ_d = 1 s) mit einem Operationsverstärker WSH 218 (f_t = 1 MHz) wird durch ein Rampensignal mit einer Steigung von ± 5 V/s angesteuert (obere Kurve). Die Antwort eines idealen Differenzierers wäre ein Rechteck mit einer Amplitude von ± 5 V.
a) Die tatsächliche Antwort eines unkompensierten Differenzierers ist eine nahezu ungedämpfte Sinusfunktion, die einem Rechteck überlagert ist; b) entspricht einem mit einem Widerstand R_1 = 470 Ω kompensierten Differenzierer; c) entspricht einem mit R_1 = 1 kΩ kompensierten Differenzierer; d) nach Einfügen eines Parallelkondensators C_2 = 470 pF ändert sich die Kurvenform (c) in (d)

13.2.2. Kompensation kapazitiver Last

Den ungünstigen Einfluß eines Lastkondensators haben wir im Abschnitt 13.1.6. erkannt. Hier wollen wir zeigen, wie man damit zurechtkommen kann. Wegen der breiteren Anwendbarkeit wollen wir das Wesen der Kompensation im Detail diskutieren.

Ein mit einem Kondensator belasteter Spannungsinverter (Bild 13.24a) oszilliert oder schwingt. Ein Grund dafür ist der Pol des Verzögerungsnetzwerkes, das durch den Ausgangswiderstand des Operationsverstärkers R_0 (im ungünstigen Fall durch die Ausgangsimpedanz Z_0) und den Lastkondensator C_L gebildet wird. In Erinnerung an das vorangegangene Beispiel isolieren wir den Lastkondensator durch einen kleinen Widerstand (Bild 13.24b). Das Schwingen hört auf, und das Oszillieren verschwindet. Gleichzeitig aber geht die wertvollste Eigenschaft einer Operationsschaltung – die Unabhängigkeit der Ausgangsspannung von der Last – verloren.

Die Ausgangsimpedanz des Inverters geht wieder auf die ursprüngliche vernachlässigbare Größe zurück, wenn der ergänzte Widerstand R in die Rückkopplungsschleife einbezogen wird, d.h. wenn der Punkt, an dem die Ausgangsspannung abgenommen wird, zur Last verlegt wird (Bild 13.24c). Obwohl der Inverter wieder zu schwingen beginnt (sogar leichter als zuvor, weil der Widerstand R_0 effektiv um R vergrößert wurde), kann leicht ein letzter Kompensationsschritt vorgenommen werden: das Einfügen eines kleinen Kondensators zwichen den Ausgang des Verstärkers und den invertierenden Eingang (Bild 13.24d).

Die Rückkopplungsinformation kommt nun auf zwei Wegen zum Verstärkereingang – einem Gleichspannungs- und einem Wechselspannungspfad. Die hauptsächliche Gleichspannungsschleife (Widerstand R_2) steuert die Ausgangsspannung an der Last, liefert aber bei schnellen Änderungen eine verzögerte Information und führt dadurch selbst zu Schwingungen. Dies wird mit der Wechselspannungsschleife verhindert, die über den Kompensationskondensator C geschlossen wird, der die phasenungestörte Ausgangsspannung des Operationsverstärkers zum Eingang zurückführt.

Wegen der niedrigen Reaktanz des Kondensators C bei hohen Frequenzen überwiegt diese ungestörte Information gegenüber der falschen, vom Widerstand gelieferten Information.

Das Wesen der beschriebenen Kompensation, die auch in anderen Situationen anwendbar ist, liegt in der Abtrennung des Lastkondensators C_L durch einen in Reihe geschalteten Widerstand R und dem Schließen einer schnellen Rückkopplungsschleife über den Kondensator C. Im Abschnitt 13.2.3. werden wir erkennen, daß der Kondensator C noch einen weiteren Zweck erfüllt: die Kompensation der Summierpunktkapazität.

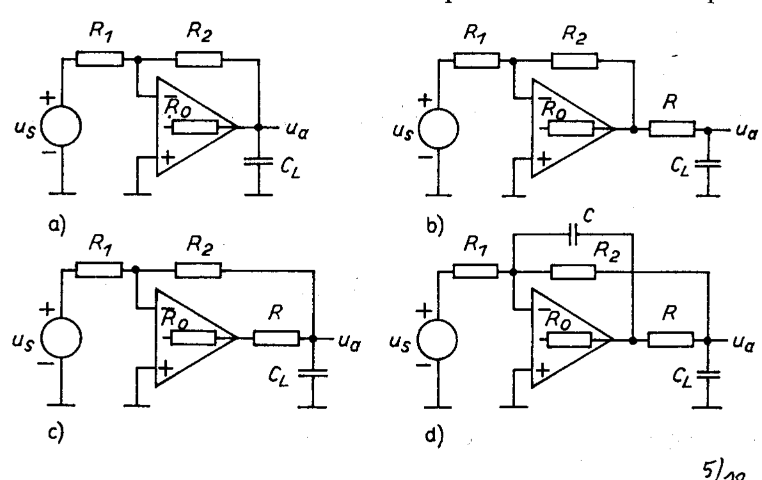


Bild 13.24. Kompensation der kapazitiven Last eines Spannungsinverters

a) Schaltung ohne Kompensation; b) bis d) Schaltung mit Kompensation, s. Text

Was qualitativ dargelegt wurde, kann analytisch nachgewiesen werden (Bild 13.25). Der Ausdruck für den Rückkopplungsfaktor β vereinfacht sich durch die Annahme kleinerer Widerstände R_0 und R gegenüber dem Widerstand R_2 und der Reaktanz des Kondensators C beträchtlich.

Zum Gleichspannungspfad über den Widerstand R_2 gehört ein Teilrückkopplungsfaktor

$$\beta_R = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1}{(1 + sC(R_1 \parallel R_2))(1 + sC_L(R_0 + R))}$$

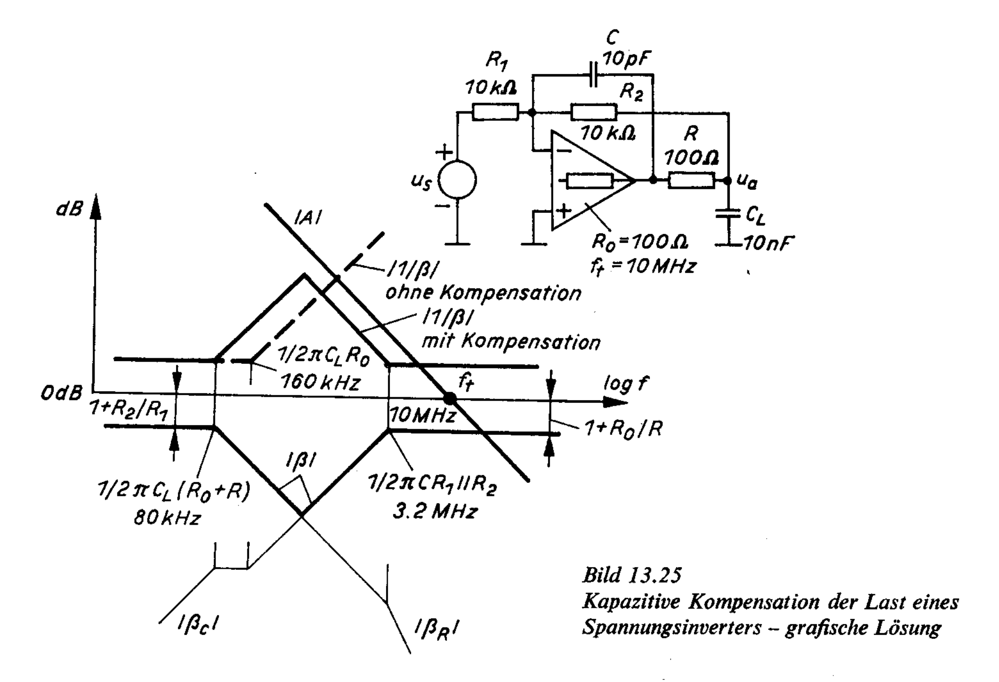


Bild 13.25
Kapazitive Kompensation der Last eines Spannungsinverters – grafische Lösung

mit einem dominanten Pol bei der Frequenz

$$\frac{1}{2\pi C_L (R_0 + R)} = 80 \text{ kHz}$$

(für die im Bild angegebenen Zahlenwerte) und mit einem unwichtigeren höheren Pol bei der Frequenz

$$\frac{1}{2\pi C (R_1 \parallel R_2)} = 3{,}2 \text{ MHz}.$$

Zum Kompensationspfad über den Kondensator C gehört ein Teilrückkopplungsfaktor

$$\beta_C = \frac{sC (R_1 \parallel R_2)(1 + sC_L R)}{(1 + sC (R_1 \parallel R_2))(1 + sC_L (R_0 + R))}$$

mit einem unwichtigen Frequenzpaar mit einem Abstand von $R/(R_0 + R) = 0{,}5$. Der resultierende Rückkopplungsfaktor ist mit der Summe

$$\beta = \beta_R + \beta_C$$

gegeben, die im logarithmischen Maßstab durch das Übergewicht des größeren Terms angenähert wird. Durch Spiegeln an der 0-dB-Achse wird endlich der inverse Rückkopplungsfaktor $|1/\beta|$, der für die Abschätzung der Stabilität erforderlich ist, ermittelt. Die ursprünglich instabile Steigungsdifferenz der Charakteristika $|A|$ und $|1/\beta|$ (gestrichelt) hat sich in eine stabile verändert.

Wir geben keine allgemeinen Formeln für die Wahl der Kompensationselemente C und R an. Die im Bild 13.25 angegebenen Werte sind typisch. Richtige Werte für eine konkrete Aufgabe werden am besten experimentell ermittelt (Bild 13.26).

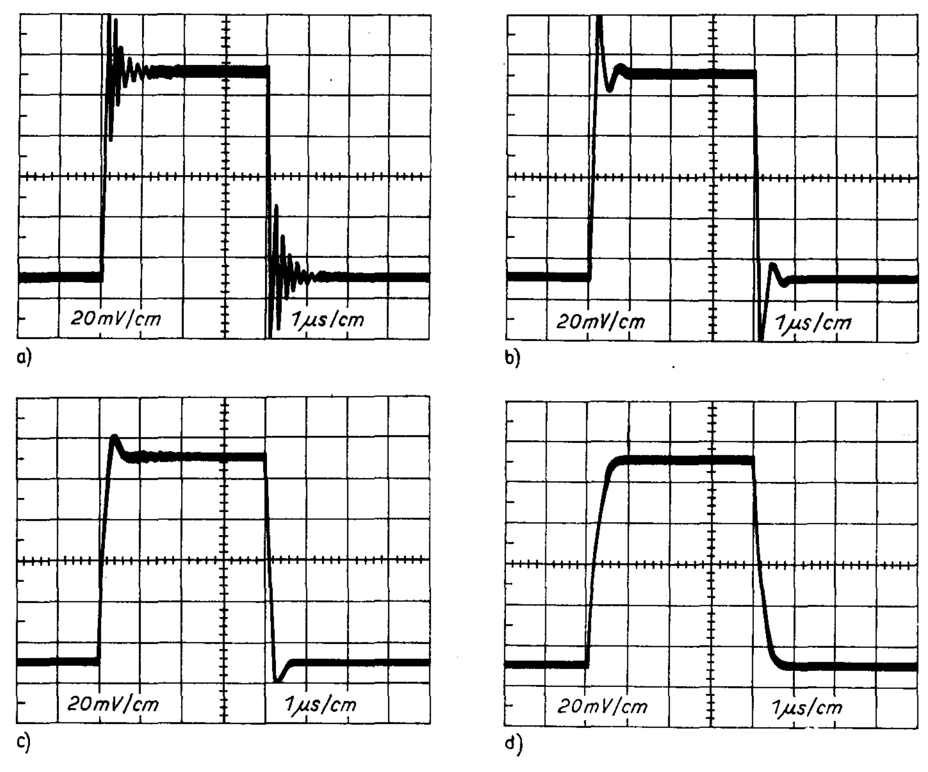


Bild 13.26. Oszilloskopische Bestimmung der optimalen Werte der Kompensationskomponenten C und R bei einem Spannungsinverter entsprechend Bild 13.25

Die Oszillogramme wurden an einem Operationsverstärker WSH 115 (f_t = 15 MHz, R_0 = 100 Ω) mit C_L = 1 nF aufgenommen.

Die oszillierende Sprungantwort des unkompensierten Inverters (a) wird bei Kompensation des Lastkondensators mit einem Widerstand R = 56 Ω und Einfügen eines Kompensationskondensators C = 4,7 pF (b), 10 pF (c) oder 22 pF (d) gedämpft

Bild 13.27 zeigt die Anwendung der eben beschriebenen Kompensation bei einem Spannungsfolger. Ein zusätzlicher Widerstand R_S isoliert den Lastkondensator C_L vom invertierenden Eingang, ein gestrichelt eingezeichneter Widerstand vom gleichen Wert symmetriert gegebenenfalls den nichtinvertierenden Eingang (Abschn. 11.2.2.).

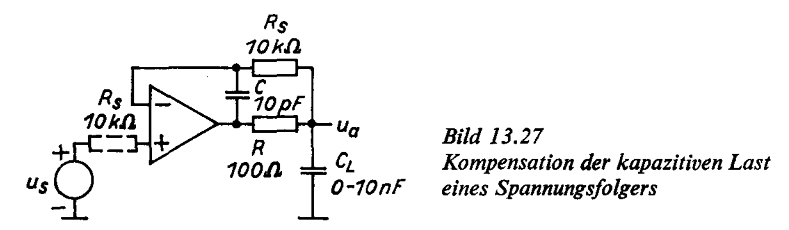


Bild 13.27
Kompensation der kapazitiven Last eines Spannungsfolgers

13.2.3. Kompensation der Summierpunktkapazität

Im Abschnitt 9.3.2. haben wir einen Weg erkannt, wie die Sprungantwort eines Inverters, der mit einer Summierpunktkapazität belastet ist, gedämpft werden kann. Bezüglich des Zusammenhangs zwischen Überschwingen und relativer Stabilität werden wir uns nachträglich bewußt, daß der kleine, parallel zum Rückkopplungswiderstand geschaltete

Kompensationskondensator für die Stabilität der gedämpft oszillierenden Operationsschaltung gesorgt hat (Bild 13.28).

Der zugefügte Kondensator C verändert den Rückkopplungsfaktor in die Form

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1 + sCR_2}{1 + s(C_x + C)(R_1 \| R_2)},$$

mit einer Nullstelle bei der Frequenz $1/2\pi CR_2$. Der optimale Wert des Kompensationskondensators wird experimentell ermittelt. Gewöhnlich zeigt es sich, daß der optimale Wert kleiner als der Wert

$$C = C_x \frac{R_1}{R_2}$$

ist, der einem vollständig kompensierten Rückkopplungsteiler entspricht.

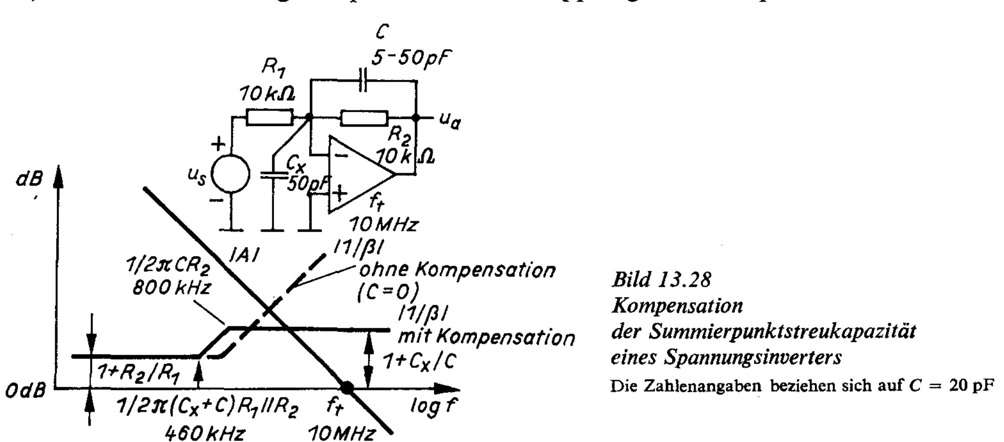


Bild 13.28
Kompensation der Summierpunktstreukapazität eines Spannungsinverters
Die Zahlenangaben beziehen sich auf $C = 20$ pF

Das ist das viertemal, daß wir dem günstigen Wirkungsmechanismus eines kleinen Rückkopplungskondensators begegnen (Verkürzung der Einschwingzeit in Abschn. 9., Reduzierung der Rauschbandbreite und Beseitigung der Vergrößerung des Rauschens durch Resonanz im Abschn. 12. und Kompensation einer großen Lastkapazität im letzten Abschnitt). Die Bedeutung dieses Rückkopplungskondensators kann kaum überschätzt werden. Auch nach Reduzierung der Summierpunktstreukapazität bleibt eine nicht zu beseitigende Eingangskapazität des Operationsverstärkers $C_d + C_{cm}^-$, die ohnehin nach Kompensation verlangt. Das Einzeichnen eines Rückkopplungskondensators in den Stromlaufplan einer Operationsschaltung sollte automatisch geschehen, auch dann, wenn ein Funktionsmodell ohne diesen auskommt. Das Auslassen sollte durch Überlegung und Experiment sorgfältig begründet werden. Bestehen Zweifel über den richtigen Wert, dann nehme man 22 pF. Die Kosten eines billigen Keramikkondensators sind bald durch die eingesparten Stunden beglichen, die wir sonst der Beseitigung von Schwingen und Rauschen von Mustern aus der Nullserie widmen müßten [65].

Es gibt nur einen Fall, wo der Rückkopplungskompensationskondensator nicht eingefügt werden darf, bei der Anwendung eines unterkompensierten, frequenzprogrammierbaren Verstärkers in einer Operationsschaltung mit hoher Verstärkung. Die Stabilität einer solchen Operationsschaltung erfordert eine definierte Dämpfung im Rückkopplungszweig, die durch den Rückkopplungskondensator bei hohen Frequenzen gestört würde.

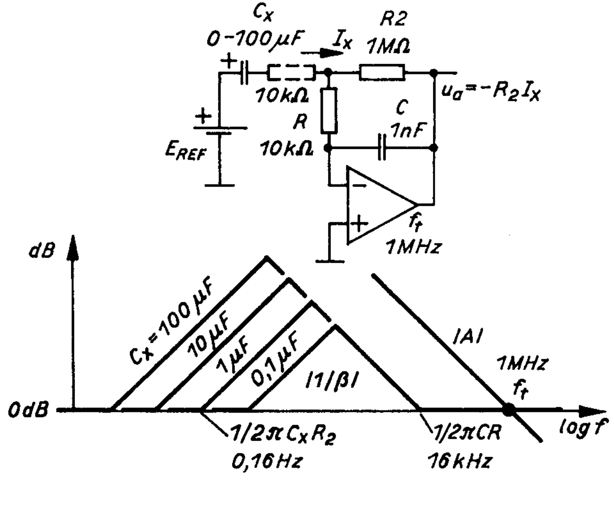


Bild 13.29
Kompensation eines I-U-Wandlers, der für die Messung des Leckstromes eines Elektrolytkondensators benutzt wird

Anstelle der Kombination von R, C kann auch ein Widerstand von 10 kΩ in Reihe mit dem zu messenden Kondensator C_x geschaltet werden

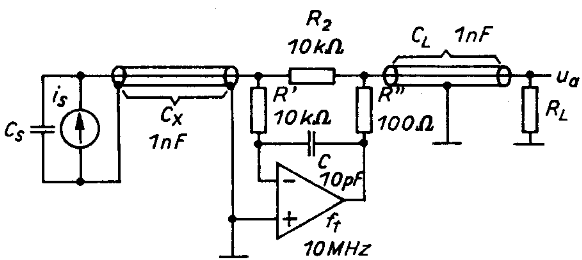


Bild 13.30. Kompensation einer großen kapazitiven Eingangs- und Ausgangslast eines schnellen I-U-Wandlers

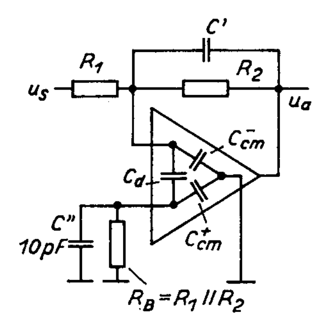


Bild 13.31. Bei höheren Werten von Rückkopplungswiderständen oder bei schnellen Operationsverstärkern ist auch der Symmetrierwiderstand R_B abzublocken

Oft wird die Rolle des Kompensationskondensators C'' von der Gleichtakteingangskapazität des Operationsverstärkers C_{cm}^+ übernommen

Bei einem Spannungsfolger mit einer direkten Verbindung von Ausgang und invertierendem Eingang ist ein Rückkopplungskondensator natürlich nutzlos.

Der Trick mit der Isolation einer großen Kapazität mittels eines Widerstands kann auch auf der Eingangsseite des Operationsverstärkers angewendet werden (Bild 13.29). Der *I-U*-Wandler, der zur Messung des Leckstromes des Kondensators C_x verwendet wird, gerät in einen instabilen Zustand, vgl. mit dem Differenzierer im Bild 13.21. Die Kompensation ist entweder durch Einfügen eines Widerstandes von 10 kΩ in Reihe mit dem gemessenen Kondensator oder durch Isolation des gemessenen Kondensators vom invertierenden Eingang des Operationsverstärkers mittels eines Widerstandes R und Schließen einer schnellen Rückkopplungsschleife über den Kondensator C möglich.

Eine kombinierte Isolation des Einganges und des Ausganges eines schnellen *I-U*-Wandlers von kapazitiver Last zeigt Bild 13.30. Die Kapazität des langen koaxialen Eingangskabels C_x und die Kapazität C_s der Signalstromquelle werden durch den Widerstand R' und die Kapazität des koaxialen Ausgangskabels C_L durch den Widerstand R'' isoliert.

Mit der Kompensation der Differenzeingangskapazität des Operationsverstärkers C_d hängt auch das Abblocken eines eventuellen Symmetrierwiderstandes R_B zusammen (Bild 13.31). Die Aufgabe der zwei Kompensationskondensatoren C' und C'' liegt im Stoppen des Frequenzabfalls des Rückkopplungsfaktors bei hohen Frequenzen. In vielen Fällen kann der zweite Kondensator C'' ausgelassen werden, weil die Gleichtakteingangskapazität C_{cm}^+ dessen Rolle übernimmt.

13.2.4. Operationsschaltung mit Treiber

Ein *Stromtreiber*[1]) mit der Spannungsverstärkung Eins, der in die Schleife eines Operationsverstärkers eingefügt wird, verschlechtert die Stabilität der Operationsschaltung. Das hat zweierlei Ursachen: Kopplung über die Induktivitäten der Stromzuführungen und die Phasendrehung des Treibers. Erstere wird durch eine zweckdienliche Abblockung verhindert (Abschn. 13.2.6.), letztere durch eine geeignete Frequenzkompensation überwunden (Bild 13.32). Der eingefügte Treiber wird als Verzögerungsnetzwerk betrachtet, das bei höheren Frequenzen durch eine schnelle Rückkopplungsschleife über den Kompensationskondensator C überbrückt wird, ähnlich wie bei der Isolation einer kapazitiven Last.

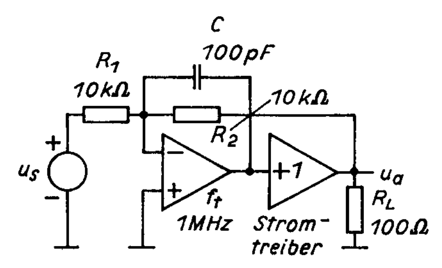


Bild 13.32. Die Phasendrehung eines Stromtreibers wird in der gleichen Weise wie eine kapazitive Last kompensiert, mittels einer schnellen Schleife um den Operationsverstärker, die über den Kompensationskondensator C geschlossen wird

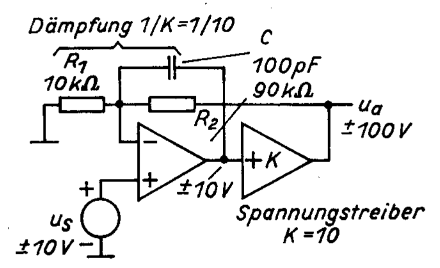


Bild 13.33. Die zusätzliche Verstärkung eines Spannungstreibers wird gewöhnlich vom Rückkopplungsteiler aufgehoben und gefährdet die Stabilität der Operationsschaltung nicht
Zur Kompensation der Phasendrehung des Treibers wird dann die im Bild 13.32 umrissene Technik benutzt

Der *Spannungstreiber* (Bild 13.33) bringt noch eine andere Schwierigkeit mit sich. Dessen positive Verstärkung K erhöht die Schleifenverstärkung und hebt die höheren Pole des Operationsverstärkers an, die sonst unterhalb der 0-dB-Linie verborgen sind. Glücklicherweise wird die zusätzliche Verstärkung K in der Regel durch eine entsprechend große Dämpfung im Rückkopplungsteiler kompensiert, so daß die vorher beschriebene Kompensation nach Bild 13.33 genügt.

13.2.5. Kompensation des Operationsverstärkers

Alle bisherigen Kompensationsmaßnahmen betrafen das Rückkopplungsnetzwerk (β) und nicht den Operationsverstärker. Tatsächlich gibt es keine andere Möglichkeit, wenn ein Operationsverstärker mit fester Frequenzkompensation verwendet wird.

Die Zugänglichkeit interner Knoten eines frequenzprogrammierbaren Operationsverstärkers ermöglicht eine größere Freiheit bei der Optimierung des dynamischen Verhaltens einer Operationsschaltung bei kleinen und großen Signalen. Wir wollen dies am Beispiel eines nichtinvertierenden Verstärkers erklären, der aus einem zweistufigen Operationsverstärker entsprechend Bild 13.34 besteht.

Der Wert des Kompensationskondensators C, der zwischen die Anschlüsse P und Q geschaltet ist, bestimmt die dominante Frequenz f_0 und die Transitfrequenz f_t, vgl.

[1]) Der *Treiber* ist ein Leistungsverstärker, der in Reihe mit dem Operationsverstärker geschaltet wird. Der Stromtreiber erhöht den Ausgangsstrom, und dessen Spannungsverstärkung ist annähernd 1. Der Spannungstreiber erhöht die Ausgangsspannung und eventuell auch den Strom. Offset, Nichtlinearität und Instabilität der Verstärkung spielen keine Rolle, weil sie durch die Verstärkung des vorgeschalteten Operationsverstärkers unterdrückt werden.

Gln. (3.101) und (3.102). Durch Verringerung des Kompensationskondensators wird der fallende Teil des Frequenzganges $|A(jf)|$ nach rechts verschoben, gleichzeitig aber tauchen die höheren Übertragungspole auf, die von der Größe von C unabhängig sind. Um an einem solchen Operationsverstärker eine feste Rückkopplung (z.B. ein Kurzschluß vom Ausgang zum Eingang) herstellen zu können, sollte der Kompensationskondensator einen gewissen sicheren Wert haben, sagen wir 30 pF.

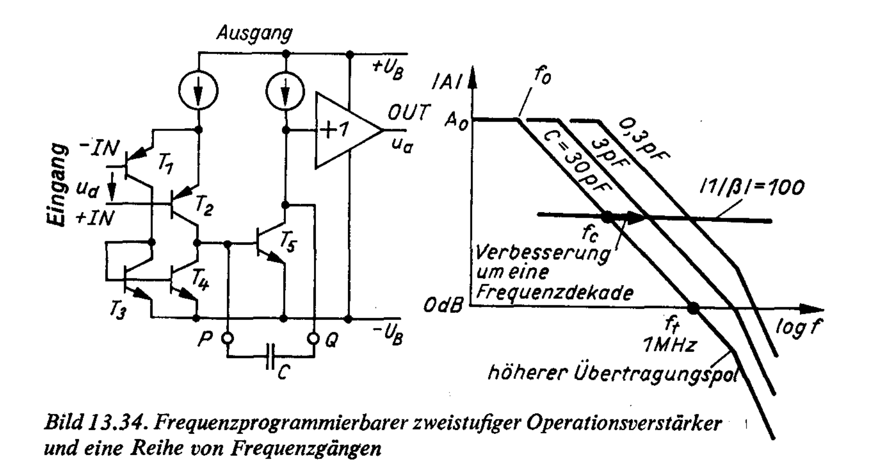
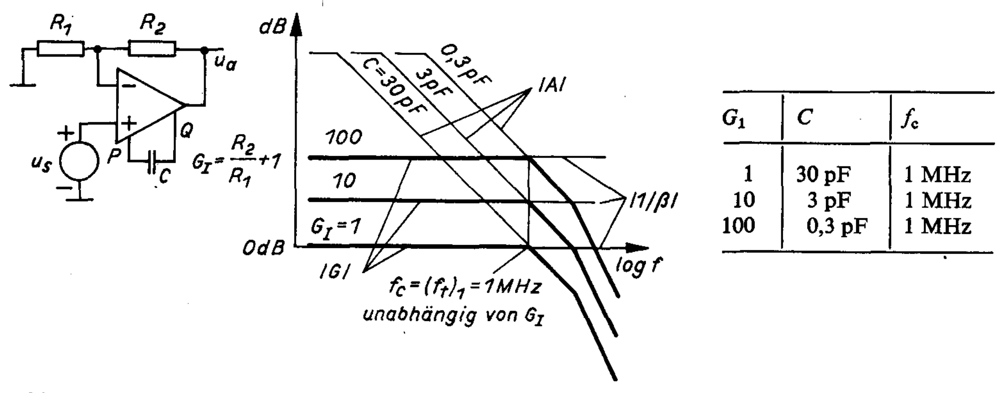


Bild 13.34. Frequenzprogrammierbarer zweistufiger Operationsverstärker und eine Reihe von Frequenzgängen

Ein fester Kompensationskondensator muß nicht für alle Fälle eine optimale Lösung sein (Bild 13.35). Eine zehnfache Dämpfung im Rückkopplungszweig des nichtinvertierenden Verstärkers verringert die Grenzfrequenz f_c auf ein Zehntel des Originalwertes und läßt die inneren Möglichkeiten des Operationsverstärkers, die nur durch die höheren Übertragungspole begrenzt sind, unausgenutzt. Eine entsprechende zehnfache Reduzierung des Kompensationskondensators auf $C = 3$ pF verschiebt die Transitfrequenz effektiv auf 10 MHz und hebt die Grenzfrequenz von 100 kHz wieder auf 1 MHz an. Die gleichzeitige zehnfache Erhöhung der Slewrate und der Großsignalgrenzfrequenz auf etwa 5 V/µs bzw. 80 kHz ist vielleicht noch nützlicher.



G_1	C	f_c
1	30 pF	1 MHz
10	3 pF	1 MHz
100	0,3 pF	1 MHz

Bild 13.35. Nichtinvertierender Verstärker, der mit Hilfe eines frequenzprogrammierbaren Operationsverstärkers realisiert wird

Er kann – unabhängig von der Verstärkung G_1 – eine Grenzfrequenz f_c in der Nähe der ursprünglichen Transitfrequenz $(f_t)_1 = 1$ MHz haben

Die letzteren Zahlenwerte sind für einen universellen Operationsverstärker ziemlich günstig und regen zu einer Nachahmung auch bei kleineren Verstärkungen an. Das ist möglich, aber nur auf Grund eines Kompromisses (Bild 13.36). Die benötigte Dämpfung im Rückkopplungszweig eines Inverters mit Widerständen von 10 kΩ wird z.B. durch Einschalten eines Widerstandes $R_1 = 1$ kΩ zwischen den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers und Erde erreicht. Proportional zum verringerten Rückkopplungsfaktor erhöht sich jedoch die Rauschverstärkung, und Ausgangsoffset und Rauschen werden zu einem Problem. Um wenigstens das Offset niedrig zu halten, wird in Reihe zum Widerstand R_1 ein Kondensator C_1 geschaltet.

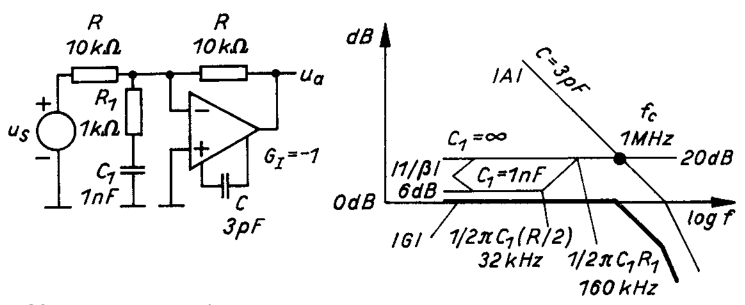


Bild 13.36. *Eingangskompensation eines Spannungsinverters*

Die zehnfache Dämpfung im Rückkopplungszweig, die durch das C_1R_1-Netzwerk eingestellt wird, erlaubt eine Unterkompensation des Operationsverstärkers und eine entsprechende Erhöhung der Slewrate

Die oben beschriebene *Eingangskompensation*, die von Herstellern von Operationsverstärkern mittlerer Qualität empfohlen wird, weil sie günstigere Katalogdaten für S und f_p ermöglicht, wird am besten vermieden. Am Ende erweist sich, daß nicht einmal die Einschwingzeit der Erwartung entspricht, und die Wahl eines tatsächlich schnellen Typs wird zur Notwendigkeit.

Die Verringerung des Kompensationskondensators hat auch ihre Grenzen. Ein Wert unter 1 pF ist nicht einfach verfügbar, und außerdem wirken Streukapazitäten zwischen P und Q und dem Ausgang. Ein gewisser minimaler Wert von C ist auch zur Neutralisation innerer parasitärer Kapazitäten des Operationsverstärkers erforderlich, die andererseits hochfrequente Schwingungen der Ausgangsstufe im Bereich von 10 MHz verursachen würden. Ein praktisches Minimum ist $C = 3$ pF.

Ein Vorteil eines frequenzprogrammierbaren Operationsverstärkers ist die Möglichkeit der Verbesserung der dynamischen Kennwerte der Operationsschaltung durch Unterkompensation. Der zweite Vorteil ist die Möglichkeit der Verbesserung der Stabilität der Operationsschaltung durch Überkompensation.

Der Integrierer im Bild 13.37 integriert langsame Zeitverläufe, und es wäre überflüssig, wenn er durch Selbsterregung bei 1 MHz Schwierigkeiten bereitete. Das unnötig breite Frequenzband wird durch eine zehnfache Überkompensation, $C = 300$ pF, und eine entsprechende Reduzierung der Transitfrequenz auf 100 kHz begrenzt. Dadurch wird die Gefahr zusätzlicher höherer Pole der offenen Schleife herabgesetzt, ganz gleich welchen Ursprungs sie sind.

Die Methode der Frequenzkompensation eines Operationsverstärkers hängt von dessen Typ und von der Anwendung ab. Das beste, was man machen kann, ist, die Empfehlung des Herstellers zu befolgen. Der Hersteller kennt sein eigenes Produkt mindestens so gut wie der Anwender, und er neigt dazu, es vorteilhaft darzustellen.

Sollte er trotzdem einen großen Kondensator von 47 nF vorschreiben (für den μA 725),

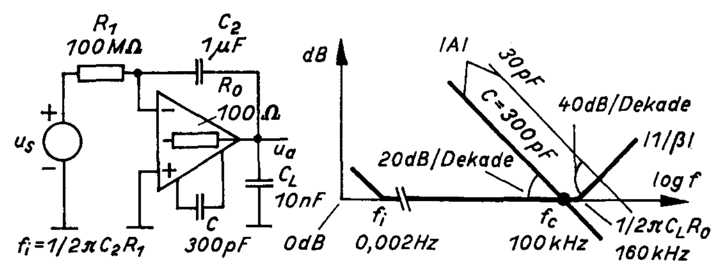


Bild 13.37. Bei geringen Ansprüchen an die Geschwindigkeit sollte man die Transitfrequenz des Operationsverstärkers mittels Überkompensation reduzieren (C = 300 pF)

Die Operationsschaltung wird hiermit gegen Schwingungen immun, ganz gleich, welche Ursache diese haben mögen, z.B. kapazitive Belastung

Bild 13.38. Kompensationsmöglichkeiten am Operationsverstärker

a) einpolige Kompensation; b) Parallelkompensation; c) zweipolige Kompensation; d) Vorwärtskopplungskompensation
Ein Vergleich ist mit den Oszillogrammen im Bild 13.39 möglich

so wende man ihn an, sogar auch dann, wenn sich die Operationsschaltung mit einem kleineren Kondensator als stabil erweist. Was heute wahr ist, muß nicht notwendigerweise für die nächste Lieferung gelten.

Es werden üblicherweise vier empfohlene Kompensationsmethoden benutzt, die wir anhand eines zweistufigen Operationsverstärkers (Bild 13.34) erklären wollen: eine einpolige und eine zweipolige Rückkopplungskompensation, eine Parallelkompensation und eine Vorwärtskopplungskompensation. Die Reihe von Oszillogrammen in Bild 13.39 ermöglicht einen Vergleich aller vier Kompensationstechniken am Beispiele eines Inverters mit dem LM 101A.

Die *einpolige Rückkopplungskompensation* (Bild 13.38a) [119] ist eben beschrieben worden. Sie ist die grundlegende und am meisten angewendete Technik, die jedoch einen Nachteil hat: sie verschlechtert die Unterdrückung schneller Betriebsspannungsschwankungen. Da der Emitter des Transistors T_5 der Ausgangsstufe (Bild 13.34) mit der negativen Betriebsspannung verbunden ist, wird deren hochfrequentes Rauschen unvermindert über die Transistorbasis und den Kompensationskondensator zum Ausgang übertragen.

Die *Parallelkompensation* (Bild 13.38b) [32] weist diesen Mangel nicht auf, dafür aber einen anderen: die Abhängigkeit der Transitfrequenz des Operationsverstärkers von der Fertigungsstreuung der Stromverstärkung des Ausgangstransistors T_5 (der geerdete Kompensationskondensator ist über den Anschluß Q mit dessen Kollektor verbunden). Die Parallelkompensation ist weniger sicher, falls nicht stark überkompensiert wird.

Die niedrige Verstärkung eines universellen Operationsverstärkers bei mittleren Frequenzen um 1 kHz kann durch eine *zweipolige Rückkopplungskompensation* (Bild13. 38c) [120] erhöht werden. Anstelle eines einfachen Kondensators wird ein T-Netzwerk C_1, R, C_2 zwischen die Anschlüsse P und Q (oder zwischen P und den Ausgang) geschaltet. Bei hohen Frequenzen ist der Widerstand R relativ unwirksam, beide Kondensatoren sind virtuell in Reihe geschaltet, der Verstärkungsabfall ist -20 dB/Dekade, und die Transitfrequenz entspricht einer einpoligen Kompensation mit dem Kondensator $C_1C_2/(C_1 + C_2) = 30$ pF. Unterhalb der Frequenz $1/2\pi(C_1 + C_2)R$ wird das differenzierende Netzwerk C_1R wirksam. Der in den Anschluß P fließende Rückkopplungsstrom ist der zweiten Ableitung der Ausgangsspannung proportional; der Verstärkungsabfall ist -40 dB/Dekade. Die zusätzliche Verstärkung (schraffierte Fläche) kann bei Anwendungen im Frequenzbereich (Filter, Sinusgeneratoren) genutzt werden. Die Sprungantwort der Operationsschaltung ist jedoch mäßig (Bild 13.39c).

Die *Vorwärtskopplungskompensation* verbessert die dynamischen Kennwerte eines Operationsverstärkers mit einem Bypass für die hochfrequenten Signalkomponenten um dessen langsamen Teil herum. Die einfache Ausführung (Bild 13.38d) [121] kann nur bei einer invertierenden Schaltung angewendet werden; daher ist anstelle der Verstärkung $|A|$ die Schleifenverstärkung $|\beta A|$ im Diagramm dargestellt. Die niederfrequenten Signale durchlaufen den Operationsverstärker auf dem üblichen Weg über den invertierenden Eingang. Die Rolle des Vorwärtskopplungskondensators C, der den Summierpunkt mit der Basis des Ausgangstransistors T_5 verbindet, ist eine zweifache: Er kompensiert den niederfrequenten Pfad und knüpft den hochfrequenten Pfad. Die Grenzfrequenz f_c ist durch den integrierenden Effekt des Widerstandes R und der Streukapazität C_σ zwischen dem Ausgang und dem Anschluß P bestimmt. Einem Wert von $f_c = 1/2\pi C_\sigma R_2 \approx 5$ MHz entspricht eine äquivalente Transitfrequenz $f_t \approx 10$ MHz. Die Slewrate wird ebenfalls um mehr als eine Größenordnung erhöht (Bild 13.39d).

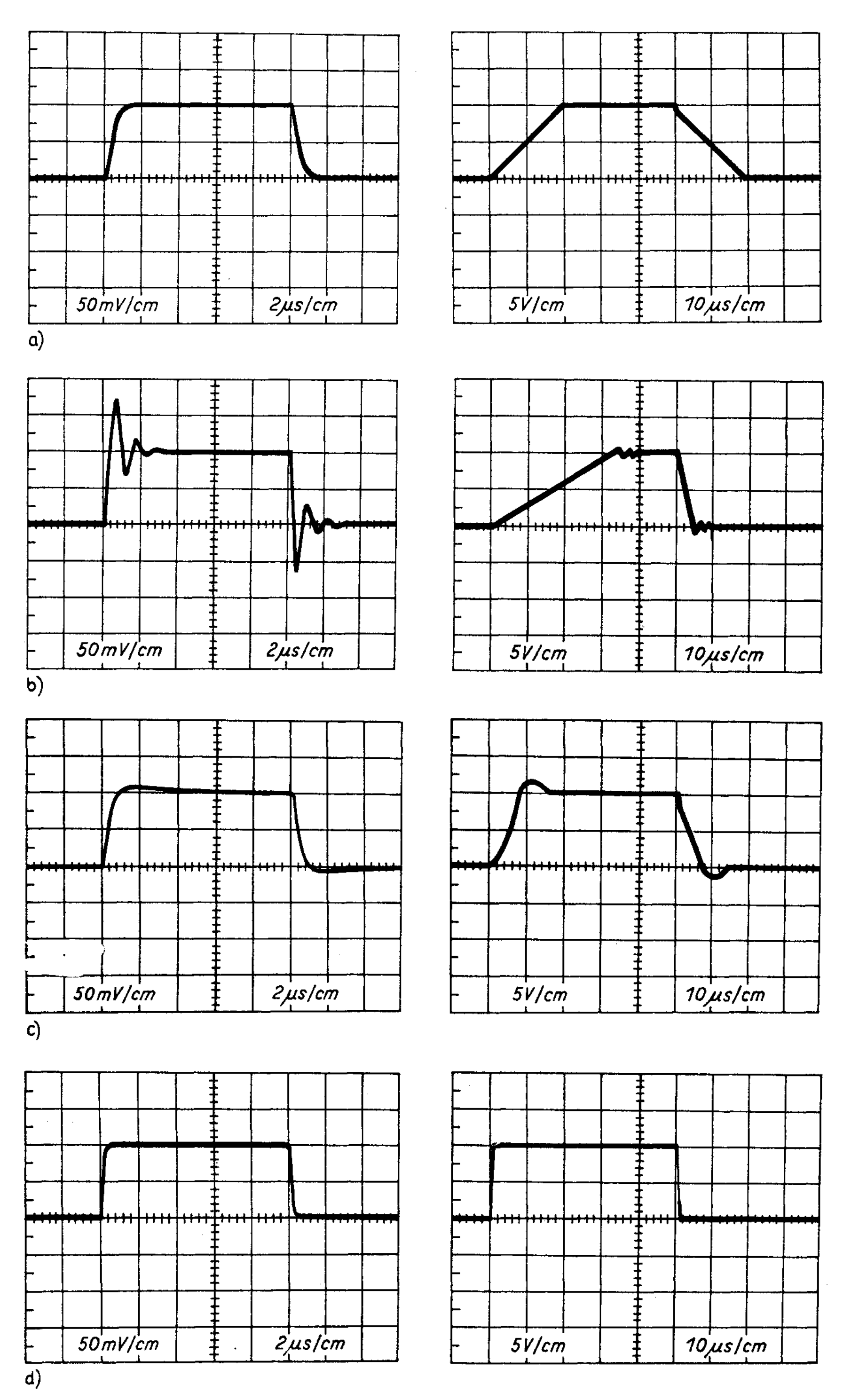


Bild 13.39. Vergleich von vier Methoden der Frequenzkompensation eines Operationsverstärkers als Spannungsinverter bei kleinen und großen Signalen

Die Oszillogramme wurden an einem Universal-Operationsverstärker LM 101 A (f_t = 1 MHz) aufgenommen. Die linke Serie entspricht einer kleinen Aussteuerung mit einem Sprung von 100 mV, die rechte Serie entspricht einer großen Aussteuerung mit einem Sprung von 10 V. Die Werte der Kompensationselemente und ihre Reihenfolge (a bis d) entsprechen denen des Bildes 13.38

13.2.6. Abblockung der Betriebsspannungen

Die Stabilitätsanalyse einer mit einer unvollkommenen oder mangelhaften Betriebsspannung versorgten Operationsschaltung ist schwierig [122]. Die von Null verschiedene Impedanz der Stromzuführungen schafft so viele parasitäre Rückkopplungen innerhalb des Operationsverstärkers, daß es fast unmöglich ist, sie in die Betrachtung einzubeziehen.

Glücklicherweise ist die Notwendigkeit für eine solche Analyse nur akademischer Natur, weil die hervorgerufene Instabilität durch Abblockung beseitigt wird. Die Betriebsspannungsanschlüsse eines jeden Operationsverstärkers auf der gedruckten Leiterkarte werden durch ein Paar elektrolytischer Tantalkondensatoren von 1 μF und die Betriebsspannungen für die ganze Karte durch ein zentrales Paar von 10 μF abgeblockt (Bild 13.40). Der interne Reihenwiderstand dieser Kondensatoren stört nicht, er hilft im Gegenteil bei der Dämpfung von Schwingungen durch die Zuführungsinduktivitäten. Wir bemerken, daß sich die oft empfohlenen 10-nF-Keramikabblockkondensatoren eher als nachteilig erweisen, weil dieser Wert zu einer Resonanz mit den Zuführungsinduktivitäten im kritischen Bereich um 1 bis 10 MHz führt.

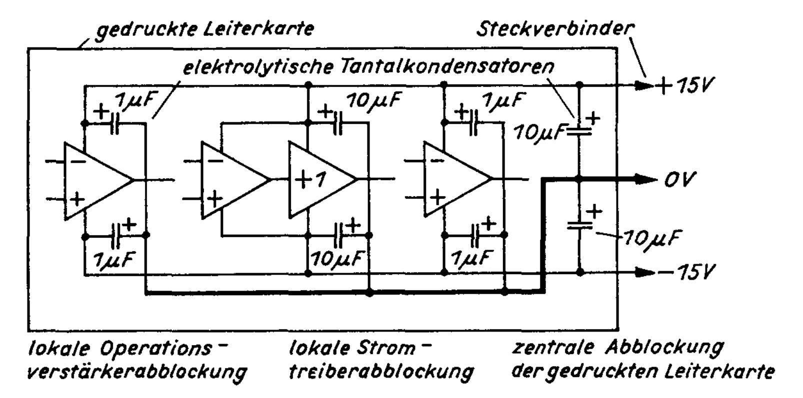


Bild 13.40. Abblockung der Betriebsspannungen

Die lokale Abblockung eines jeden Operationsverstärkers, Treibers usw. wird durch eine zentrale Abblockung der ganzen Karte am Steckverbinder ergänzt

Angemessen größere Abblockkondensatoren sind bei Verwendung eines Stromtreibers notwendig. Im Extremfall wird dieser aus einer separaten Stromquelle versorgt. Es ist ratsam, für das Erdsystem einen kräftigen Leiter zu benutzen, der bei Impulsanwendungen durch die ganze Grundplatte ersetzt werden kann.

13.2.7. Praktische Stabilisierung einer Operationsschaltung

Wenn man etwas bei der Anwendung eines Operationsverstärkers zu befürchten hat, so ist es sicherlich die Instabilität einer schlecht entworfenen Operationsschaltung. Der einzige Weg, sich dagegen abzusichern, besteht in der praktischen Überprüfung der Stabilität unter Betriebsbedingungen.

Die Grundvoraussetzung ist eine gute Spannungsquelle mit aperiodischer Belastungssprungantwort, die nicht zum Schwingen neigt. Bei langen Stromzuführungen sowie bei der Anwendung schneller oder mehrer Operationsverstärker sollte man nicht so sparsam mit Blockkondensatoren sein. Schwingt das Funktionsmuster der Operationsschaltung beim ersten Einschalten, so ist das ein gutes Zeichen. Erstens bedeutet das, daß die Rück-

kopplungsschleife für Gleichspannung in der richtigen (negativen) Polarität geschlossen ist. Zweitens wird man veranlaßt, sich von Anfang an mit der Stabilität zu beschäftigen. Und drittens, wenn die Schwierigkeiten am Anfang auftreten, werden sie in der Regel am Ende ausbleiben.

Unsere Aufgabe ist es nun, die Schwingungen zu unterdrücken. Wir können optimistisch sein, denn der Enderfolg ist fast sicher. Die Mehrzahl der Fälle, denen wir begegnen, sind die in diesem Buch in den Abschnitten 13.2.1. bis 13.2.5. angeführten Schulbeispiele. Abhängig von der konkreten Operationsschaltung benutzen wir eine der dort beschriebenen Lösungen, immer aber sollten wir einen kleinen Rückkopplungskondensator erproben.

Schwierigkeiten können sich in komplizierteren Operationsschaltungen mit der Rückkopplung über zwei Verstärker auftun. Wenn wir keinen Rat wissen, berühren wir die Schaltung mit den Fingern und versuchen, einen Punkt oder eine Kombination von Punkten zu finden, bei dem die Berührung eine Wirkung hat. Andererseits hüten wir uns davor, „Schatten“ zu verfolgen. Manchmal ist es schwierig, Eigenschwingungen von Rundfunkstörungen zu unterscheiden (Abschn. 12.4.).

Eine saubere Linie auf dem Schirm des Oszilloskops ist nur ein Teilerfolg. Es fehlt noch die Abschätzung, wie weit die Operationsschaltung von der Stabilitätsgrenze entfernt ist. Wir beaufschlagen die Schaltung mit einem Sprung und beobachten deren Einschwingen. Wir beginnen mit dem Ein- und Ausschalten der Spannungsquellen, mit dem An- und Abschalten der Last und des Lötkolbens. Vorausgesetzt die Operationsschaltung erlaubt es, fahren wir mit dem entscheidenden dynamischen Test, der Aussteuerung mit einer Rechteckspannung, fort. Wir wählen sowohl eine niedrige als auch eine hohe Amplitude und stellen durch experimentelle Auswahl von Kompensationskomponenten einen optimalen Kompromiß zwischen Stabilität (Überschwingen) und Dynamik (Bandbreite) her, oder wir stellen die kürzeste Einschwingzeit ein. Wir wiederholen den Test bei wachsender kapazitiver Last (100, 220, 470, 1000 pF), bei verringerten oder erhöhten Betriebsspannungen und möglichst auch bei verringerten und erhöhten Temperaturen.

13.3. Zusammenfassung

1. Die Stabilität einer Operationsschaltung wird für den Preis einer niedrigeren Geschwindigkeit erreicht. Für schnelle und weniger genaue Anwendungen bei Frequenzen über 1 MHz ist ein Videoverstärker anstelle eines Operationsverstärkers geeigneter.
2. Die Stabilität einer Operationsschaltung wird durch die relative Lage der komplexen Charakteristik der Schleifenverstärkung $|\beta A(\mathrm{j}f)|$ und des Punktes $-1 + \mathrm{j}0$ zueinander bestimmt (Nyquist-Kriterium).
3. Eine Operationsschaltung kann stabil, bedingt stabil oder instabil sein. Die Operationsschaltung 1. Ordnung ist immer (unbedingt) stabil.
4. Die Neigung des Frequenzabfalls der Schleifenverstärkung $|\beta A|$ steht in direkter Beziehung zur relativen Stabilität der Operationsschaltung. Bei einer gut stabilen Operationsschaltung übersteigt die Neigung des Frequenzabfalls der Schleifenverstärkung im aktiven Frequenzband $f < f_c$ den Wert -40 dB/Dekade nicht und wird für mindestens die letzte Oktave unterhalb der Grenzfrequenz f_c auf -20 dB/Dekade reduziert.
5. Kennwerte der relativen Stabilität einer Operationsschaltung sind die Phasensicherheit Φ_m und die Amplitudensicherheit B_m. Die Phasensicherheit einer gut stabilen Operationsschaltung ist größer als 60°.

6. Abgeleitete Kennwerte der relativen Stabilität sind die Resonanzüberhöhung M_r und das relative Überschwingen Y_p. Eine gut stabile Operationsschaltung hat eine Resonanzüberhöhung von weniger als 0,5 dB und ein Überschwingen von weniger als 10 %; das zweite Überschwingen der Sprungantwort ist nicht direkt sichtbar.
7. Eine typische Operationsschaltung mit problematischer Stabilität ist die Operationsschaltung 2. Ordnung. Die Schwierigkeiten rühren von einem unerwünschten Pol in der Übertragungsfunktion der offenen Schleife her, der verschiedene Ursachen haben kann (höherer Übertragungspol des Operationsverstärkers, Übertragungspol des Rückkopplungsnetzwerkes, Streureaktanzen der Operationsschaltung, Lastreaktanz oder Innenreaktanz der Signalquelle).
8. Der Differenzierer wird durch einen Reiheneingangswiderstand kompensiert. Das erhöhte Ausgangsrauschen des Differenzierers wird eventuell durch einen parallelen Rückkopplungskondensator begrenzt.
9. Die Kompensation einer großen Lastkapazität umfaßt deren Isolation durch einen kleinen Reihenwiderstand und das Schließen einer schnellen Nebenschleife durch einen kleinen Rückkopplungskondensator. Die Werte der Kompensationselemente werden experimentell ermittelt.
10. Die Summierpunktkapazität wird durch einen kleinen experimentell ermittelten Rückkopplungskondensator von 2 bis 50 pF kompensiert. Mit einigen Ausnahmen (unterkompensierter Operationsverstärker) sollte dieser Kondensator Bestandteil einer jeden Operationsschaltung sein, die für eine Serienfertigung gedacht ist.
11. Eine große Lastkapazität am Summierpunkt wird durch einen Reihenwiderstand isoliert.
12. Die Abblockung des Symmetrierwiderstandes R_B am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers wird häufig durch die Gleichtakteingangskapazität C_{cm}^{+} übernommen.
13. Eine Operationsschaltung mit Stromtreiber wird mit einem kleinen Rückkopplungskondensator zwischen Ausgang und invertierendem Eingang des Operationsverstärkers kompensiert.
14. Der Vorteil eines frequenzprogrammierbaren Operationsverstärkers besteht in der Möglichkeit, die Dynamik der Operationsschaltung durch Unterkompensation und die Stabilität durch Überkompensation zu verbessern.
15. Bei der Wahl der Frequenzkompensation eines Operationsverstärkers lohnt es sich, die Empfehlungen des Herstellers zu befolgen. Die allgemeinste Kompensation eines zweistufigen Operationsverstärkers ist die einpolige Rückkopplungskompensation, aber es werden auch Vorwärtskopplungskompensation sowie Parallel- und zweipolige Kompensation angewendet.
16. Die Betriebsspannungsanschlüsse eines Operationsverstärkers sollten in unmittelbarer Nähe des Verstärkers, vorzugsweise mit elektrolytischen Tantalkondensatoren von 1 bis 10 μF, gegen Erde abgeblockt werden.
17. Der entscheidendste Test einer Operationsschaltung ist die Aussteuerung mit einem Rechtecksignal.

14. Tafelanhang

Tafel I. Ideale Eigenschaften von Operationsgrundschaltungen.
Aus praktischen Gründen ist der Spannungsfolger explizit dargestellt

Operationsschaltung	Verstärkung G_I	Eingangswiderstand R_{eI}	Ausgangswiderstand R_{aI}
A Spannungsverstärker	$R_2/R_1 + 1$	∞	0
B U-I-Wandler	$1/R$	∞	∞
C I-U-Wandler	$-R$	0	0
D Stromverstärker	$-(R_2/R_1 + 1)$	0	∞
E Spannungsinverter	$-R_2/R_1$	R_1	0

Tafel I (Fortsetzung)

Operationsschaltung		Verstärkung G_I	Eingangswiderstand R_{eI}	Ausgangswiderstand R_{aI}
F Parallel-U-I-Wandler		$-1/R_1\,(R_2/R+1)$	R_1	∞
G Spannungsfolger		1	∞	0

Tafel II. Inverser Rückkopplungsfaktor $1/\beta$ von Operationsgrundschaltungen. Die vereinfachten Ausdrücke in der ersten Spalte entsprechen dem idealen Operationsverstärker. Alle Ausdrücke gelten unter der Annahme einer idealen Signalquelle

Operationsschaltung	Inverser Rückkopplungsfaktor $1/\beta$	
	ideal	real
A	$1 + \frac{Z_2}{Z_1}$	$1 + \frac{Z_2}{Z_1 \parallel Z_d \parallel Z_{cm}^{-}} + \frac{Z_0}{Z_L}\left(1 + \frac{Z_2 + Z_L}{Z_1 \parallel Z_d \parallel Z_{cm}^{-}}\right)$
B	$1 + \frac{Z_L}{Z}$	$1 + \frac{Z_L + Z_0}{Z \parallel Z_d \parallel Z_{cm}^{-}}$
C	1	$1 + \frac{Z}{Z_d \parallel Z_{cm}^{-}} + \frac{Z_0}{Z_L}\left(1 + \frac{Z + Z_L}{Z_d \parallel Z_{cm}^{-}}\right)$
D	$1 + \frac{Z_L}{Z_1}$	$1 + \frac{Z_2}{Z_d \parallel Z_{cm}^{-}} + \frac{Z_L + Z_0}{Z_1}\left(1 + \frac{Z_2 + Z_1}{Z_d \parallel Z_{cm}^{-}}\right)$
E	$1 + \frac{Z_2}{Z_1}$	$1 + \frac{Z_2}{Z_1 \parallel Z_d \parallel Z_{cm}^{-}} + \frac{Z_0}{Z_L}\left(1 + \frac{Z_2 + Z_L}{Z_1 \parallel Z_d \parallel Z_{cm}^{-}}\right)$
F	$\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) \times \left(1 + \frac{Z_L}{Z \parallel (Z_1 + Z_2)}\right)$	$1 + \frac{Z_2}{Z_1 \parallel Z_d \parallel Z_{cm}^{-}} + \frac{Z_L + Z_0}{Z}\left(1 + \frac{Z_2 + Z}{Z_1 \parallel Z_d \parallel Z_{cm}^{-}}\right)$
G	1	$1 + \frac{Z_0}{Z_L \parallel Z_d \parallel Z_{cm}^{-}}$

Tafel III. Komponenten der Verstärkung G von Operationsgrundschaltungen,

$$G = \left(G_\infty + \frac{G_0}{\beta A}\right)\frac{\beta A}{1+\beta A}.$$

Die Ausdrücke für den Rückkopplungsfaktor β sind in Tafel II angegeben

Operationsschaltung	Verstärkung der Operationsschaltung		
	ideal G_I	idealisiert G_∞	Vorwärtskopplung $G_0/\beta A$
A	$\frac{Z_2}{Z_1}+1$	$\left(\frac{Z_2}{Z_1}+1\right)\left(1+\frac{1}{X}\right) + \frac{Z_2}{Z_{cm}^-}$	$\frac{Z_0}{A}\left(\frac{1}{Z_d}+\frac{1}{X(Z_d\parallel Z_{cm}^-)}\right)$
B	$\frac{1}{Z}$	$\frac{1}{Z}\left(1+\frac{1}{X}\right)+\frac{1}{Z_{cm}^-}$	$-\frac{1}{A}\left(\frac{1}{Z_d}+\frac{1}{X(Z_d\parallel Z_{cm}^-)}\right)$
C	$-Z$	$-Z$	$\frac{Z_0}{A}$
D	$-\left(\frac{Z_2}{Z_1}+1\right)$	$-\left(\frac{Z_2}{Z_1}+1\right)$	$-\frac{1}{A}$
E	$-\frac{Z_2}{Z_1}$	$-\frac{Z_2}{Z_1}$	$\frac{Z_0}{AZ_1}$
F	$-\frac{1}{Z_1}\left(\frac{Z_2}{Z}+1\right)$	$-\frac{1}{Z_1}\left(\frac{Z_2}{Z}+1\right)$	$-\frac{1}{AZ_1}$
G	1	$1+\frac{1}{X}$	$\frac{Z_0}{A}\left(\frac{1}{Z_d}+\frac{1}{X(Z_d\parallel Z_{cm}^-)}\right)$

Tafel IV. Statischer Fehler der Verstärkung infolge von Ungenauigkeiten der Elemente des Rückkopplungsnetzwerkes

	Operationsschaltung	Ideale Verstärkung G_I	Statischer Fehler der Verstärkung ε_0
A		$\frac{R_2}{R_1} + 1$	$\frac{1}{1 + R_1/R_2}\left(\frac{\delta R_2}{R_2} - \frac{\delta R_1}{R_1}\right)$
B		$\frac{1}{R}$	$-\frac{\delta R}{R}$
C		$-R$	$\frac{\delta R}{R}$
D		$-\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)$	$\frac{1}{1 + R_1/R_2}\left(\frac{\delta R_2}{R_2} - \frac{\delta R_1}{R_1}\right)$
E		$-\frac{R_2}{R_1}$	$\frac{\delta R_2}{R_2} - \frac{\delta R_1}{R_1}$
F		$-\frac{1}{R_1}\left(\frac{R_2}{R} + 1\right)$	$-\frac{\delta R_1}{R_1} + \frac{1}{1 + R/R_2}\left(\frac{\delta R_2}{R_2} - \frac{\delta R}{R}\right)$
G		$-\frac{R_1}{R}\left(1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}\right)$	$-\frac{\delta R}{R} + \frac{1}{1 + R_3/(R_1 \parallel R_2)} \times \left[\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)\frac{\delta R_1}{R_1} + \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)\cdot\frac{\delta R_2}{R_2} - \frac{\delta R_3}{R_3}\right]$
H		$-\frac{1}{\omega C_2 R_1}$	$-\left(\frac{\delta R_1}{R_1} + \frac{\delta C_2}{C_2}\right)$

Tafel V. Vereinfachte Ausdrücke für die Eingangsimpedanz Z_e von Operationsgrundschaltungen unter der Annahme $X = \infty$, $Z_0 = 0$ und Z_d, Z_{cm}^-, $Z_{cm}^+ \gg Z_1, Z_2, Z$

	Operationsschaltung	Eingangsimpedanz	
		ideal Z_{eI}	real Z_e
A	Z_1, Z_2, Z_L, Z_e	∞	$Z_{cm}^+ \parallel [Z_d(1 + \beta_{sc}A)] \approx Z_{cm}^+$ für $1/\beta_{sc} = 1 + Z_2/Z_1$
B	Z_L, Z, Z_e	∞	$Z_{cm}^+ \parallel [Z_d(1 + \beta_{sc}A)] \approx Z_{cm}^+$ für $1/\beta_{sc} = 1 + Z_L/Z$
C	Z, Z_L, Z_e	0	$\dfrac{Z}{1 + A}$
D	Z_2, Z_L, Z_1, Z_e	0	$\dfrac{Z_2 + Z_1 \parallel Z_L}{1 + \beta_{oc}A}$ für $1/\beta_{oc} = 1 + Z_L/Z_1$
E	Z_1, Z_2, Z_L, Z_e	Z_1	$Z_1 + \dfrac{Z_2}{1 + A}$
F	Z_1, Z_2, Z_L, Z, Z_e	Z_1	$Z_1 + \dfrac{Z_2 + Z \parallel Z_L}{1 + \beta_{oc}A}$ für $1/\beta_{oc} = 1 + Z_L/Z$
G	Z_L, Z_e	∞	$Z_{cm}^+ \parallel [Z_d(1 + A)] \approx Z_{cm}^+$
H	Z_1, Z_e, Z_L, Z_2	$-\dfrac{Z_1 Z_L}{Z_2}$	$-\dfrac{Z_1 Z_L}{Z_2} + \dfrac{Z_1(1 + Z_L/Z_2)}{1 + \beta_{oc}A}$ für $1/\beta_{oc} = 1 + Z_L/Z_2$

Tafel VI. Vereinfachte Ausdrücke für die Ausgangsimpedanz Z_a von Operationsgrundschaltungen unter der Annahme $X = \infty$, Z_d, Z_{cm}^-, $Z_{cm}^+ \gg Z_0$, Z_s, Z_1, Z_2, Z und $Z_0 = 0\,(F, H)$

Operationsschaltung		Ausgangsimpedanz ideal Z_{aI}	Ausgangsimpedanz real Z_a
A	Z_1 Z_2 Z_a	0	$\dfrac{Z_0 \parallel (Z_1 + Z_2)}{1 + \beta_{oc}A}$ für $1/\beta_{oc} = 1 + (Z_2 + Z_0)/Z_1$
B	Z_a Z	∞	$Z_0 + Z(1 + A)$
C	Z Z_a	0	$\dfrac{Z_0}{1 + A}$
D	Z_2 Z_a Z_1	∞	$Z_0 + Z_1(1 + A)$
E	Z_1 Z_2 Z_a	0	$\dfrac{Z_0 \parallel (Z_1 + Z_2)}{1 + \beta_{oc}A}$ für $1/\beta_{oc} = 1 + (Z_2 + Z_0)/Z_1$
F	Z_1 Z_2 $Z_0 = 0$ Z_a Z	∞	$[Z \parallel (Z_1 + Z_2)](1 + \beta_{sc}A)$ für $1/\beta_{sc} = 1 + Z_2/Z_1$

Tafel VI (Fortsetzung)

	Operationsschaltung	Ausgangsimpedanz	
		ideal Z_{a1}	real Z_a
G	Z_a	0	$\frac{Z_0}{1 + A}$
H	Z_1 Z_2 $Z_0 = 0$ Z_1 Z_2 Z_a	∞	$(Z_1 \parallel Z_2)(1 + \beta_{sc}A)$ für $1/\beta_{sc} = 1 + Z_2/Z_1$

Tafel VII. Eingangs- und Ausgangsoffset nichtsymmetrierter Operationsschaltungen

Operationsschaltung	Eingangsoffset	Ausgangsoffset
A	E_{ose} $-E_{os} - I_b^- (R_1 \parallel R_2) + I_b^+ R_s$	E_{osa} $E_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) + I_b^- R_2 - I_b^+ R_s \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)$
B	E_{ose} $-E_{os} - I_b^- R + I_b^+ R_s$	I_{osa} $\frac{E_{os}}{R} + I_b^- - I_b^+ \frac{R_s}{R}$
C	I_{ose} $\frac{E_{os}}{R \parallel R_s} + I_b^-$	E_{osa} $E_{os}\left(\frac{R}{R_s} + 1\right) + I_b^- R$
D	I_{ose} $\frac{E_{os}}{(R_1 + R_2) \parallel R_s} + I_b^-$	I_{osa} $\frac{E_{os}}{R_1}\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_s}\right) + I_b^- \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)$
E	E_{ose} $E_{os}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + I_b^- R_1$	E_{osa} $E_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) + I_b^- R_2$

Tafel VII (Fortsetzung)

Operationsschaltung	Eingangsoffset	Ausgangsoffset
F	E_{ose} $E_{os}\left(1 + \frac{R_1}{R_2 + R}\right) + I_b^- R_1$	I_{osa} $\frac{E_{os}}{R}\left(1 + \frac{R_2 + R}{R_1}\right) + I_b^- \left(\frac{R_2}{R} + 1\right)$
G	E_{ose} $-E_{os} + I_b^+ R_s$	E_{osa} $E_{os} - I_b^+ R_s$
H	I_{ose} $\frac{E_{os}}{R_1 + R_2 \parallel R_3} + I_b^-$	E_{osa} $E_{os}\left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right) + I_b^- R_1 \left(\frac{R_2}{R_1 \parallel R_3} + 1\right)$
I	I_{ose} $\frac{E_{os}}{(R_1 + R_2) \parallel R_s} + I_b^- \frac{R_1}{R_1 + R_2} - I_b^+ \frac{R_2}{R_1 + R_2}$	E_{osa} $E_{os}\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_s}\right) + I_b^- R_1 - I_b^+ R_2$
J	E_{ose1} $E_{os}\frac{R_1}{R_0 \parallel R_1 \parallel \ldots \parallel R_m} + I_b^- R_1$	E_{osa} $E_{os}\left(\frac{R_0}{R_1 \parallel \ldots \parallel R_m} + 1\right) + I_b^- R_0$

K	C_1, R_2, u_a, u_S	$\mathrm{d}E_{ose}/\mathrm{d}t$ $\frac{E_{os}}{C_1 R_2} + \frac{I_b^-}{C_1}$	E_{osa} $E_{os} + I_b^- R_2$
L	R_1, C_2, u_a, u_S	E_{ose} $E_{os} + I_b^- R_1$	E_{osa} $E_{os}\left(1 + \frac{t}{C_2 R_1}\right) + \frac{I_b^- t}{C_2}$
M	R, R, C, u_a, u_S	–	E_{osa} $2E_{os} + I_b^- R + \frac{I_b^- t}{C}$
N	R_1, R_2, R_3, R_4, u_1, u_2, u_a, $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$	E_{ose} $E_{os}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + I_b^- R_1 - I_b^+ R_3$	E_{osa} $E_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) + I_b^- R_2 - I_b^+ R_4$

Tafel VII. (Fortsetzung)

	Operationsschaltung	Eingangsoffset	Ausgangsoffset
O	$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$	E_{ose} $E_{os}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + I_b^- R_1 - I_b^+ R_3$	I_{osa} $\frac{E_{os}}{R_3 \parallel R_4} + I_b^- \frac{R_2}{R_4} - I_b^+$
P		E_{ose} $E_{os2} - E_{os1} + I_{b1}^+ R_{s1} - I_{b2}^+ R_{s2}$ $+ (I_{b2}^- - I_{b1}^-)(R_1 \parallel R_2)$	E_{osa} $(R_2/R_1 + 1)$ $\times (E_{os2} - E_{os1} + I_{b1}^+ R_{s1} - I_{b2}^+ R_{s2})$ $+ (I_{b2}^- - I_{b1}^-) R_2$

Tafel VIII. Eingangs- und Ausgangsoffset symmetrierter Operationsschaltungen

	Operationsschaltung	Eingangsoffset	Ausgangsoffset
A1	R_1, R_2, R_B, u_a, u_s; $R_B = R_1 // R_2$	E_{ose} $-E_{os} - I_{os}(R_1 \parallel R_2)$	E_{osa} $E_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) + I_{os}R_2$
A2	R_1, R_2, R_B, R_S, u_a, u_s; $R_S > R_1 // R_2$; $R_B = R_S - R_1 // R_2$	E_{ose} $-E_{os} - I_{os}R_s$	E_{osa} $E_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) + I_{os}R_s\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)$
B1	$R_B = R$, R_L, R, i_a, u_s	E_{ose} $-E_{os} - I_{os}R$	I_{osa} $\frac{E_{os}}{R} + I_{os}$
B2	R_B, R_S, R_L, R, i_a, u_s; $R_S > R$; $R_B = R_S - R$	E_{ose} $-E_{os} - I_{os}R_s$	I_{osa} $\frac{E_{os}}{R} + I_{os}\frac{R_s}{R}$
C1	R, u_a, i_s; $R_B = R$	I_{ose} $\frac{E_{os}}{R} + I_{os}$	E_{osa} $E_{os} + I_{os}R$
C2	R, u_a, i_s, R_S, R_B; $R_B = R // R_S$	I_{ose} $\frac{E_{os}}{R \parallel R_s} + I_{os}$	E_{osa} $E_{os}\left(1 + \frac{R}{R_s}\right) + I_{os}R$

Tafel VIII (Fortsetzung)

	Operationsschaltung	Eingangsoffset	Ausgangsoffset
D1	$R_B = R_1 + R_2$	I_{ose} $\frac{E_{os}}{R_1 + R_2} + I_{os}$	I_{osa} $\frac{E_{os}}{R_1} + I_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)$
D2	$R_B = (R_1 + R_2) \parallel R_S$	I_{ose} $\frac{E_{os}}{(R_1 + R_2) \parallel R_s} + I_{os}$	I_{osa} $\frac{E_{os}}{R_1}\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_s}\right)$ $+ I_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)$
E	$R_B = R_1 \parallel R_2$	E_{ose} $E_{os}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$ $+ I_{os}R_1$	E_{osa} $E_{os}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) + I_{os}R_2$
F	$R_B = R_1 \parallel (R_2 + R)$	E_{ose} $E_{os}\left(1 + \frac{R_1}{R_2 + R}\right)$ $+ I_{os}R_1$	I_{osa} $\frac{E_{os}}{R}\left(1 + \frac{R_2 + R}{R_1}\right)$ $+ I_{os}\left(\frac{R_2}{R} + 1\right)$
G	$R_B = R_S$	E_{ose} $-E_{os} - I_{os}R_s$	E_{osa} $E_{os} + I_{os}R_s$
H	$R_B = R_1 \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3}$ $R_B \approx R_1$	I_{ose} $\frac{E_{os}}{R_1 + R_2 \parallel R_3} + I_{os}$	E_{osa} $E_{os}\left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right)$ $+ I_{os}R_1\left(\frac{R_2}{R_1 \parallel R_3} + 1\right)$

Tafel VIII (Fortsetzung)

	Operationsschaltung	Eingangsoffset	Ausgangsoffset
I	$R_B = R_0 // R_1 // \ldots // R_m$	E_{ose1} $E_{os} \dfrac{R_1}{R_0 \parallel R_1 \parallel \ldots \parallel R_m} + I_{os}R_1$	E_{osa} $E_{os}\left(\dfrac{R_0}{R_1 \parallel \ldots \parallel R_m} + 1\right) + I_{os}R_0$
J	$R_B = R_2$	$\mathrm{d}E_{ose}/\mathrm{d}t$ $\dfrac{E_{os}}{C_1R_2} + \dfrac{I_{os}}{C_1}$	E_{osa} $E_{os} + I_{os}R_2$
K	$R_B = R_1$	E_{ose} $E_{os} + I_{os}R_1$	E_{osa} $E_{os} - I_b^+ R_1 + (E_{os} + I_{os}R_1)\dfrac{t}{C_2R_1}$
L	$R_B = R/2$	–	E_{osa} $2E_{os} + I_{os}R + \dfrac{I_b^- t}{C}$

Literatur

[1] *Philbrick, G.A.:* Operational amplifiers (A lightning empiricist literary supplement), Part I, II, III Dedham: Philbrick/Nexus Research 1969.
[2] Handbook of operational amplifier applications. Tucson: Burr-Brown Research Corp. 1963.
[3] Applications manual for computing amplifiers for modelling, measuring, manipulating, and much else. Dedham: Philbrick Researches 1965.
[4] *Stata, R.:* User's guide to applying and measuring operational amplifier specifications. Analog Dialogue 1 (3) (1967) S.1–8.
[5] *Stata, R.:* What's wrong with op-amp specs. EEE 16 (7) (1968) 44–50.
[6] *Tobey, G.E.; Graeme, J.G.; Huelsman, L.P.:* Operational amplifiers. New York: McGraw-Hill. 1971.
[7] *Sah, C.T.:* Effect of surface recombination and channel on P–N junction and transistor characteristics. IRE-Trans. Electron Devices ED-9 (1) (1962) S.94–108.
[8] *Beam, W.R.:* Electronics of solids. New York: McGraw-Hill 1965.
[9] *Grove, A.S.:* Physics and technology of semiconductor devices. New York: Wiley 1967.
[10] *Gibbons, J.F.; Horn, H.S.:* A circuit with logarithmic transfer response over 9 decades. IEEE Trans. Circuit Theory CT-11 (Sept. 1964) S.378–384.
[11] *Widlar, R.J.:* Some circuit design techniques for linear integrated circuits. IEEE Trans. Circuit Theory CT-12 (4) (1965) S.586–590.
[12] *Widlar, R.J.:* Drift compensation techniques for integrated dc amplifiers. National Semiconductor Application Note AN-3, November 1967.
[13] *Thornton, R.D.; de Witt, D.; Chenette, E.R.; Lin, H.C.:* Characteristics and limitations of transistors. SEEC Notes 1. New York: Wiley 1963.
[14] *Hilbiber, D.F.:* D-c amplifiers; L.P. Hunter (Ed)., Handbook of Semiconductor Electronics. 3rd edn. New York: McGraw-Hill 1970.
[15] *Widlar, R.J.:* Design of monolithic linear circuits; Hunter (Ed.), L.P.: Handbook of Semiconductor Electronics, 3rd edn. New York: McGraw-Hill 1970.
[16] *Hoffait, A.H.; Thornton, R.D.:* Limitations of transistor DC amplifiers. Proc. IEEE 52 (2) (1964) S.179–184.
[17] *Widlar, R.J.:* Super gain transistors für IC's. IEEE J. Solid-State Circuits SC-4 (4) (1969) S.249 bis 251.
[18] *Steiger, W.:* A transistor temperature analysis and its application to differential amplifiers. IRE Trans. Instrum. 1–8 (December 1959) S.82–91.
[19] *Grove, A.S.; Hsu, S.T.:* Don't just fight semiconductor noise Electronic Design 17 (17) (1969) S.228–235.
[20] *Letzter, S.; Webster, N.:* Noise in amplifiers. IEEE Spectrum (August 1970) S.67–75.
[21] *Robe, T.:* Taming noise in IC op amps. Electronic Design 22 (15) (1974) S.64–70.
[22] *Hsu, S.T.:* Bistable noise in operational amplifiers. IEEE J. Solid-State Circuits SC-6 (6) (1971) S.399–403.
[23] *Erdi, G.:* A low drift, low noise monolithic operational amplifier for low level signal processing. Fairchild semiconductor application brief 136, Juli 1969.
Erdi, G.; Common mode rejection of monolithic operational amplifiers. IEEE J. Solid-State Circuits SC-5 (December 1970), S.365–367.
[24] *Lindholm, F.A.; Hamilton, D.J.:* Incorporation of the early effect in the Eber-Moll model. Proc. IEEE 59 (September 1971) S.1377–1378.
[25] *Middlebrook, R.D.:* A simple derivation of field-effect transistor characteristics. Proc. IEEE 51 (1963) S.1146–1147.
[26] *Lin, H.C.:* Comparison of input offset voltage of differential amplifiers using bipolar transistors and field-effect transistors. IEEE J. Solid-State Circuits SC-5 (3) (1970) S.126–129.
[27] *Dostal, J.:* A mathematical approximation of junction FET characteristics. Proc. IEEE 62 (6) (1974) S.855–856.

[28] *Cobbold, R.S.C.; Trofimenkoff, F.N.:* Theory and application of the field-effect transistor. Proc. IEE 111 (1964) S.1981.
[29] *Evans, L.L.:* Biasing FET's for zero dc drift. Electrotechnology (August 1964) 93.
[30] TDN: Temperature-drift nonlinearity – A new dual-FET specification. Analog Dialogue 6 (1) (1972) S.13–14.
[31] *Grebene, A.B.; Ghandhi, S.K.:* The behaviour of junction-gate field-effect transistors beyond pinch-off. ISSCC Digest Techn. Papers (1968) S.90–91, 166.
[32] *Widlar, R.J.:* IC op amp beats FETs on input current. National Semiconductor Application Note AN-29 December 1969.
[33] *MacDonald, C.L.:* Behaviour of FET gate current. Siliconix Application Tip (April) 1969.
[34] *Widlar, R.J.:* Monolithic op amp with simplified frequency compensation. EEE 15 (7) (1967) S.58 bis 63.
[35] *Solomon, J.E.; Davis, W.R.; Lee, P.L.:* A self compensated monolithic operational amplifier with low input current and high slew-rate. ISSCC Digest Techn. Papers (1969) S.14–15.
[36] *Motchenbacher, C.D.:* Protect your transistors against turn-on or testing transient damage. Electronics Dec. 6 (1971) S.92–94.
[37] *Solomon, J.E.:* The monolithic op amp: A tutorial study. IEEE J. Solid-State Circuits SC-9 (6) (1974) S.314–332.
[38] *Solomon, J.E.; Wilson, G.R.:* A highly desensitized, wideband monolithic amplifier. IEEE. J. Solid State Circuits SC-1 (1) (1966) S.19–28.
[39] *Motchenbacher, C.D.; Fitchen, F.C.:* Low-noise electronic design. New York: Wiley 1973.
[40] *Maxwell, W.:* Specifying and measuring a low noise FET-input IC op amp, the AD 514. Analog Dialogue 8 (2) (1974) S.6, 7, 19.
[41] *Fullagar, D.J.:* Popcorn noise – and how to measure it. EDN 16 (9) (May 1 1791) 31.
[42] *Mulvey, J.; Millay, J.:* Get to know op amps; use a curve tracer. IEEE Spectrum 11 (9) (1974) S.53–58.
[43] *Routh, W.S.; Yamatake, M.:* Simplify op-amp parameter tests. Electronic Design 17 (11) (1969) S.80–87.
[44] *Nieu, G.:* Op amps act as universal gain elements. Electronic Design 16 (2) (1968) S.78–87.
[45] *Korn, G.A.; Korn, T.M.:* Electronic analog and hybrid computers. New York: MacGraw-Hill 1964, S.98.
[46] *Nenadal, Z.; Mirtes, B.:* Analog computers. Praha: SNTL 1962, S.30, 31 (in tschech.).
[47] *Smith, J.I.:* Modern operational circuit design. New York: Wiley 1971.
[48] *Sheingold, D.H.:* (Ed.), Analog-digital conversion handbook. Norwood, Mass.: Analog Devices 1972.
[49] *Graeme, J.G.:* Applications of operational amplifiers. New York: McGraw-Hill 1973.
[50] *Sheingold, D.H.:* (Ed.), Nonlinear circuits handbook. Norwood, Mass.: Analog Devices 1974.
[51] *Kalvoda, R.:* The use of operational amplifiers in chemical instrumentation. Prague: SNTL 1974 (in tschech.).
[52] *Wait, J.V.; Huelsman, L.P.; Korn, G.A.:* Introduction to operational amplifier theory and applications. New York: McGraw-Hill 1975.
[53] Linear applications handbook. Santa Clara, Calif: National Semiconductor Corp. 1972.
[54] Analog dialogue. Norwood, Mass.: Analog Devices.
[55] *Milyakh, A.N.; Shidlovskii, A.K.:* Reciprocity principle and reversibility in electrical engineering. Kiev: Naukova Dumka 1967, S.113 (in russisch).
[56] *Lagasse, J.:* Linear circuit theory. London: Heywood 1968, S.81.
[57] *Meyer-Brötz, G.:* Über Operationsverstärker mit Transistoren für Gleichspannungs-Analogrechner Elektron. Rechenanlagen 1 (4) (1959) S.186–190.
[58] *Meyer-Brötz, G.:* Die Dimensionierung des Frequenzganges von breitbandigen Operationsverstärkern für Gleichspannungs-Analogrechner. Elektron. Rechenanlagen 6 (4) (1964) S.178–183.
[59] *Marganitz, A.:* Frequenzgangfehler bei Integratoren mit Operationsverstärkern. Int. Elektron. Rundsch. 26 (3) (1972) S.51–54.
[60] *Stout, D.F.; Kaufmann, M.:* Handbook of operational amplifier circuit design. New York: MacGraw-Hill 1976.
[61] *Graeme, J.G.:* Designing with operational amplifiers. New York: MacGraw-Hill 1977.
[62] *Meyer-Brötz, G.:* Zum Einschwingverhalten von stark gekoppelten Verstärkern. Arch. Elektr. Übertragung 19 (8) (1965) S.408–410 und
Meyer-Brötz, G.; Heine, E.: Ein breitbandiger Operationsverstärker mit Silizium-Transistoren. Telefunken-Ztg. 39 (1) (1966) S.16–32.
[63] *Marzetta, L.A.:* Misuse of exact gain formula. Analog Dialogue 2 (1) (1968) S.6.

[64] *Mathews, P.J.D.:* Allow for phase shift in feedback error calculations. Electron. Eng. (March 1971) 75.
[65] *Pease, R.A.;* On feedback capacitance, The Lightning Empiricist. Dedham, Mass.: Philbrick/Nexus Res. 17 (3) (1969) 13–15.
[66] Vishay Precision Resistors, Vishay Resistor Products. Malvern, Pa.
[67] HI-MEG Resistors. Cleveland, Ohio: Victoreen Instruments Div.
[68] *Stata, R.:* Operational integrators. Analog Dialogue 1 (1) (1967) S. 6–11.
[69] Type PST Polystyrene Hermetically Sealed Capacitor. West Long Beach, New Jersey: Electronic Associates, Inc. 1971.
[70] *Dummer, G.W.A.; Nordenberg, H.M.:* Fixed and variable capacitors. New York: McGraw-Hill 1960.
[71] *Dow, P.C.:* An analysis of certain errors in electric differential analyzers. II – Capacitor dielectric absorption. IRE Trans. Electron. Computers. EC-7 (March 1958) S. 17–22.
[72] *Buchanan, J.E.:* Dual-ramp A/D converter error due to nonideal integrator capacitor. IEEE Trans. Instrum. Meas. IM-24 (1) (1975) S. 33–39.
[73] *Hyyppa, K.:* Dielectric absorption in memory capacitors. IEEE Trans. Instrum. Meas. IM-21 (1) (1972) S. 53–56.
[74] *Weinberger, R.G.:* Solve low-current measuring woes by designing your own electronmeter. Electronics (Aug. 30, 1971), S. 58–62.
[75] *Cath, P.G.; Peabody, A.M.:* High-speed current measurements. Analyt. Chem. 43 (Sept. 1971) S. 91 A-99 A.
[76] Electrometer measurements. Cleveland, Ohio: Keithley Instruments, Inc. 1972, S. 32.
[77] *Buchanan, J.E.:* Dielectric absorption – it can be a real problem in timing circuits. EDN (January 20, 1977) S. 83–86.
[78] *Pease, R.A.:* Technique trims op-amp amplifiers for low phase shift. EDN (August 20, 1977) S. 138.
[79] *Mulligan, W.:* Need a high-voltage resistor? Electronic Design (September 27, 1977) S. 84–87.
[80] *Kampmeyer, R.:* Wirewound precision and power resistors. Electronic Design (April 26, 1978) S. 124–128.
[81] *Waldhauer, F.D.:* Analog integrated circuits of large bandwidth. IEEE Conv. Rec., 1963, Part 2, S. 200–207.
Waldhauer, F.D.: Latest approach to integrated amplifier design Electronics (May 31, 1963).
[82] *Kedson, L.; Tempel, G.:* Operational amplifier frequency response – It's the shape that counts, Parts I, II. Electronic Design (Juli 5, 1969) 36–39; (Juli 19, 1969) S. 24–27.
[83] *Demrow, R.I.:* Settling time of operational amplifiers. Norwood, Mass.: Analog Dialogue 4 (1) (1970) S. 1–11, Analog Devices, Inc.
[84] *Pease, R.A.; Maddox, E.:* The subleties of settling time. Dedham, Mass.: The New Lightning Empiricist (June 1971) S. 1–11, Teledyne Philbrick.
[85] *Gray, P.R.; Meyer, R.G.:* Recent advances in monolithic operational amplifier design. IEEE Trans. Circuits and Systems CAS-21 (3) (1974) S. 317–327.
[86] *Apfel, R.J.; Gray, P.R.:* A fast-settling monolithic operational amplifier using doublet compression techniques. IEEE J. Solid-State Circuits SC-9 (6) (1974) S. 332–340.
[87] *Kamath, B.Y.; Meyer, R.G.; Gray, P.R.:* Relationship between frequency response and settling time of operational amplifiers. IEEE J. Solid-State Circuits SC-9 (6) (1974) S. 347–352.
[88] Intronics 74, 1974, S. 27. Newton, Mass.: Catalogue Intronics, Inc.
[89] Model 161 A/B. Winchester, Mass.: Catalogue dynamic measurements Corp. 1971.
[90] *Allen, P.E.:* Slew induced distortion in operational amplifiers. IEEE J. Solid-State Circuits SC-12 (1) (1977) S. 39–44.
[91] *Zuch, E.; Knitter, J.:* High-speed op amps – they're in a class by themselves. EDN (Sept. 5, 1977) S. 99–104.
[92] *Brokaw, A.P.:* Analog signal handling for high speed and accuracy. Analog Dialogue 11 (2) (1977) S. 10–16.
[93] *Blackman, R.B.:* Effect of feedback on impedance. Bell Syst. Tech. J. 22 (Oct. 1943) S. 268–277.
[94] *Mulligan, J.H.:* Signal transmission in nonreciprocal systems. Proc. Symposium on Active Networks and Feedback Systems. New York, April 19–21, 1960, pp. 125–153.
[95] *Pacak, M.:* Study of feedback. Habilitation thesis, Technical University, Faculty of Electrical Engineering, Prague 1967 (in tschech.).
[96] *Lindquist, C.S.:* Differential amplifier input impedance and Blackman's impedance relation. IEEE Trans. Electron Devices (August 1972) S. 990–993.
[97] Applications Manual for Computing Amplifiers for Modelling, Measuring, Manipulating, and Much else. Dedham, Mass.: Philbrick Researches, Inc. 1965.

[98] *Stata, R.:* Operational amplifiers, Part IV – Offset and drift in operational amplifiers. Cambridge: Analog Devices 1966.
[99] *Sheehan, D.:* There's more to thermal drift than just tempco. Electronic Design 22 (8) (1974) S.90 bis 93.
[100] *Praglin, J.:* The measurement of nanovolts. Cleveland: Keithley Instruments, Inc.
[101] *Garfinke, C.L.; Erdman, R.J.:* Nano-measurements in electricity. Industrial Research (July 1974). (See also: Practical low-level measurements, Keithley Instruments Product Note.)
[102] *Morrison, R.:* Grounding and shielding techniques in instrumentation. New York: Wiley 1972.
[103] *Brokaw, A.P.:* Designing sensitive circuits? Don't take grounds for granted!. EDN (Oct. 5, 1975) S.44–50.
[104] *Fishman, J.:* Beware those FET op-amp specs!. Electronic Design 23 (1) (1975) S.104–107.
[105] *Norman, W.J.:* Elimination of input current in a differential d. c. amplifier. Electronic Letters 1 (6) (1965) S.161, 162.
[106] *Widlar, R.J.:* Linear IC's: Part 6, Compensating for drift. Electronics (Feb. 5, 1968) S.90–93.
[107] *Graeme, J.G.:* Offset null techniques increase op amp drift. EDN (Apr. 1, 1971) S.47, 48.
[108] *Oates, E.R.:* Good grounding and shielding practices. Electronic Design (Jan. 4, 1977) S.110–112.
[109] *Jung, W.:* Bias-current cancellation easily implemented with matched op amps. Electronic Design (June 21, 1977) S.108.
[110] *Miles, R.:* Supersensitive measurement demands critical input design Electronics (Sept. 27, 1979) S.145–149.
[111] *Bennet, W.R.:* Electrical Noise. New York. McGraw-Hill 1960.
[112] *Graeme, J.:* Don't minimize noise figure. Electronics Design 19 (2) (1971) S.62–64.
[113] *Graeme, J.:* Watch the op-amp noise!. Electronic Design 22 (6) (1974) S.128–129.
[114] *Smith, L.; Sheingold, D.H.:* Noise and operational amplifier circuits. Analog Dialogue 3 (1) (1969) S.1–15.
[115] *Soderquist, A.:* Minimization of noise in operational amplifier applications. Santa Clara: Precision Monolithics Application Notes AN-15, April 1975.
[116] *Ott, H.W.:* Noise reduction techniques in electronic systems. New York: Wiley 1976.
[117] *DiStefano, J.J.; Stubberud, A.R.; Williams, I.J.:* Feedback and control systems, schaum's outline series. New York: McGraw-Hill 1967.
[118] *D'Azzo, J.J.; Houpis, C.H.:* Feedback control system analysis and synthesis 2nd Edn. New York: McGraw-Hill 1966 and
D'Azzo, J.J.; Houpis, C.H.: Linear control system analysis and design. New York: McGraw-Hill 1975.
[119] *Widlar, R.J.:* Monolithic op amp with simplified frequency compensation. EEE 15 (7) (1967) S.58 bis 63.
[120] *Dobkin, R.C.:* Fast compensation extends power bandwidth. National Semiconductor Application Note LB-4 Apr. 1969.
[121] *Dobkin, R.C.:* Feedforward compensation speeds op amp. National Semiconductor Application Note LB-2 (Mar. 1969).
[122] *Widlar, R.J.:* Monolithic operational amplifiers – the universal linear component. National Semiconductor Application Note AN-4 (Apr. 1968).
[123] *Roberge, J.K.:* Operational amplifiers. New York: Wiley 1975.
[124] Taschenbuch Elektrotechnik in sechs Bänden. Hrsg. v. E.Philippow. Bd.3. Berlin: VEB Verlag Technik 1984.
[125] *Pabst, D.:* Operationsverstärker (Reihe Automatisierungstechnik, Bd.108), 3.Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1976. Heidelberg: Hüthig 1976
[126] *Mennenga, H.:* Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern (Reihe Informationselektronik), 2. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1981 Heidelberg: Hüthig 1981
[127] *Hiller, H.:* Operationsverstärker – Schaltungen und Anwendungen (Reihe Informationselektronik). Berlin: VEB Verlag Technik 1982.
[128] *Seifart, M.:* Analoge Schaltungen und Schaltkreise, 2. Lufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1988 Heidelberg: Hüthig 1988
[129] *Balcke, E.; Krause, H.:* Grundlagen der analogen Schaltungstechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1981.
[130] *Herpy, M.:* Analoge integrierte Schaltungen. Budapest: Akademiai Kiado 1976.
[131] *Dostál, J.:* Diferenční zesilovací stupeň. Čs. pat. 134845, 1967.
[132] *Dostál, J.:* Zesilovací stupeň. Čs. pat. 134940, 1968.

Sachwörterverzeichnis



Dostál **OPERATIONSVERSTÄRKER**